

UNIVERSIDAD DE ALCALÁ  
Escuela Politécnica Superior

**GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS  
DE LA TELECOMUNICACIÓN**

Trabajo Fin de Grado  
**Diseño y Simulación de elementos en guía de onda  
construidos mediante impresión 3D**

**Autor: Rubén Nieto Capuchino**

Director: D. Pablo Luis López Espí

**TRIBUNAL:**

**Presidente:** D. Roberto Gómez García

**Vocal 1º:** D. Sergio Lafuente Arroyo

**Vocal 2º:** D. Pablo Luis López Espí

**CALIFICACIÓN:** .....

**FECHA:** .....





*“Las obras de conocimiento deben ser libres,  
no hay excusas para que no sea así.”*

*Richard Matthew Stallman*



# Agradecimientos

En primer lugar, me gustaría dedicar esta parte a mis padres, Claudio y Rosalía que con su esfuerzo han hecho posible que pueda dar un paso más en el camino al mundo profesional. Haciendo e indicándome siempre lo que creen que es lo mejor para mí y aunque en ocasiones no os escuchara, me acordaré en el futuro cuando sea padre. Agradecerles también todo lo que me dejan cacharrear, ya que de no ser así, quizás el título hubiera sido otro y no tendría una impresora 3D y al final les acabó gustando.

Dedicárselo también a mi hermana Sandra, por aguantarme los ratos que no me apetecía estudiar o que simplemente estaba descansando y siempre iba a molestar o ver que hacía.

No me olvido tampoco del resto de la familia, mis abuelas, tíos, tías, primos y prima que se han preocupado por mis progresos, pero también por mis fracasos para animarme y así conseguir llegar a conseguir mis sueños. Y por supuesto, a todos los que aunque no están, se que me desean lo mejor allá donde estén.

También quería agradecer la confianza y el apoyo que he recibido por parte por parte de mi director, D. Pablo Luis López Espí que tras irrumpir una mañana en su despacho con una idea que, quizás otros no hubieran prestado la menor atención, pudo ver más allá que otros y hoy poder ver los resultados, además de poder seguir en un futuro estas líneas de trabajo mediante algún tipo de tecnología.

A mi profesor D. Pedro Revenga del Toro que en su día permitió que me construyera mi propia impresora 3D cediéndome las piezas y que han hecho posible embarcarme en proyectos personales como la construcción de la impresora 3D y otros más, además de descubrirme el mundo Open Source.

A mis compañeros y amigos, que aunque no enumere ellos lo saben, que han estado apoyándome en todo momento y en ocasiones me han hecho ver soluciones a problemas que yo no veía. Y en especial a Cristián Martín, sin él esto se podría haber dilatado mucho más tiempo.

Por último, quería agradecer a todas las personas que queriendo o sin querer se han cruzado en mi vida y a todas con las que en un futuro el camino de la vida haga que se crucen con el mío, porque todas ellas pueden hacer que te sientas único, te pueden hacer tropezar o simplemente te acompañen a lo largo de tu camino, pero

siempre harán que el mañana sea un poco mejor que ayer y aprender de cada tropiezo o de cada camino tomado. Gracias a todos los que me acompañan cada día en este nuevo paso del principio de un nuevo camino.

A todos, gracias.

# Índice general

<b>1. Impresión 3D</b>	<b>1</b>
1.1. Evolución y tipos de impresoras 3D . . . . .	2
1.2. Impresora 3D utilizada . . . . .	5
1.2.1. Características principales . . . . .	5
1.2.2. Precisión y área de impresión . . . . .	6
1.2.3. Materiales de impresión . . . . .	7
1.2.3.1. Acrilonitrilo butadieno estireno (ABS) . . . . .	8
1.2.3.2. Políácido láctico (PLA) . . . . .	8
1.2.3.3. High Impact Polystyrene (HIPS) . . . . .	9
1.2.3.4. Elastómero termoplástico (TPE) . . . . .	9
1.2.3.5. Acetato de polivinilo (PVA) . . . . .	9
1.2.3.6. Otros materiales . . . . .	10
1.2.4. Consumo eléctrico y precauciones . . . . .	10
1.3. Aplicación . . . . .	11
<b>2. Introducción a los circuitos de microondas</b>	<b>13</b>
2.1. Análisis electromagnético . . . . .	14
2.2. Introducción a las líneas de transmisión . . . . .	17
2.3. Matrices de impedancia y admitancia . . . . .	19
2.4. Parámetros de <i>Scattering</i> o de dispersión . . . . .	21
2.4.1. Matriz de dispersión en tensión . . . . .	21
2.4.2. Matriz de dispersión generalizada . . . . .	23
2.4.3. Propiedades de la matriz [S] . . . . .	25
<b>3. Guía de onda rectangular</b>	<b>27</b>
3.1. Modo Transversal Eléctrico en las guías de onda . . . . .	28
3.1.1. Modo fundamental $TE_{10}$ . . . . .	31
3.1.2. Configuración de los campos . . . . .	31
3.1.3. Excitación del modo $TE_{10}$ en guía de onda . . . . .	32
3.2. Elementos de dos puertas . . . . .	33
3.2.1. Transición guía onda - coaxial . . . . .	34

3.2.2. Sección de guía de onda . . . . .	34
3.3. Elementos de más de dos puertas . . . . .	35
3.3.1. T plano H . . . . .	36
3.3.2. T plano E . . . . .	37
<b>4. Simulación</b>	<b>39</b>
4.1. Guía de onda . . . . .	39
4.2. T plano H . . . . .	41
4.2.1. T plano H no adaptada . . . . .	41
4.2.2. T plano H adaptada . . . . .	42
4.3. T plano E . . . . .	44
4.3.1. T plano E no adaptada . . . . .	44
4.3.2. T plano E adaptada . . . . .	45
<b>5. Diseño y elaboración</b>	<b>47</b>
5.1. Diseño de los elementos de guía de onda . . . . .	48
5.1.1. Transición guía-coaxial . . . . .	48
5.1.2. Sección de guía de onda . . . . .	49
5.1.3. T plano H . . . . .	50
5.1.4. T plano E . . . . .	51
5.2. Preparación de la impresión . . . . .	51
5.3. Materiales conductivos . . . . .	53
5.3.1. Profundidad de penetración . . . . .	53
5.3.2. Pintura conductiva . . . . .	54
5.3.3. Cinta de cobre o aluminio . . . . .	55
5.4. Elementos realizados . . . . .	56
<b>6. Pruebas de laboratorio</b>	<b>59</b>
6.1. Transición de guía-coaxial . . . . .	59
6.2. Sección de guía de onda . . . . .	60
6.3. Conjunto con cinta de cobre . . . . .	61
6.4. Conjunto con cinta de aluminio . . . . .	62
6.5. T plano H . . . . .	63
6.6. T plano E . . . . .	63
<b>7. Conclusiones</b>	<b>65</b>
7.1. Futuras líneas de trabajo . . . . .	66
7.2. Presupuesto . . . . .	67
7.3. Presupuesto completo . . . . .	67
7.3.1. Presupuesto de ejecución material . . . . .	67

7.3.2. Presupuesto de ejecución por contrata . . . . .	68
7.3.3. Presupuesto total . . . . .	68
<b>Bibliografía</b>	<b>71</b>
<b>Apéndice</b>	<b>75</b>
<b>A. Documentos de características</b>	<b>77</b>
<b>B. Presupuesto de elementos de guía de onda</b>	<b>87</b>
<b>C. Código fuente OpenScad</b>	<b>91</b>
C.1. Transición guía-coaxial . . . . .	91
C.2. Sección de guía de onda . . . . .	92
C.3. T plano H . . . . .	93
C.4. T plano E . . . . .	94





# Índice de figuras

1. Guía de onda.[1] . . . . .	XVIII
1.1. Primera impresión <i>Made in Space</i> . [3] . . . . .	1
1.2. Primera <i>RepRap</i> - Darwin. [4] . . . . .	2
1.3. Segunda generación <i>RepRap</i> - Mendel. [7] . . . . .	3
1.4. <i>Prusa</i> Iteración II. [8] . . . . .	3
1.5. <i>Prusa</i> i3 Hephestos. [10] . . . . .	4
1.6. <i>Prusa</i> i3 <i>Single Frame</i> . . . . .	5
1.7. Modelado MDF. [11] . . . . .	6
1.8. Detalle de calidad de pieza impresa. . . . .	7
1.9. Filamento para impresora 3D. [12] . . . . .	8
1.10. Prisma fabricado con TPE. [13] . . . . .	9
1.11. Utilización de PVA. [14] . . . . .	10
2.1. Modelo equivalente de línea de transmisión. [16] . . . . .	17
2.2. Representación de la línea de transmisión y las ondas de tensión equivalentes. [16] . . . . .	19
2.3. Red de microondas de N accesos. [16] . . . . .	20
2.4. Ondas de potencia en el acceso $i$ — <i>ésimo</i> . [17] . . . . .	24
3.1. Elementos de guía de onda. [18] . . . . .	27
3.2. Sección de guía de onda rectangular. [16] . . . . .	28
3.3. Líneas de campo de modo $TE_{10}$ . [16] . . . . .	32
3.4. Excitación del modo $TE_{10}$ . . . . .	33
3.5. Transición guía de onda - coaxial. [19] . . . . .	34
3.6. Sección de guía de onda. [20] . . . . .	35
3.7. T plano H. [21] . . . . .	36
3.8. Campo en el interior de la T plano H. [22] . . . . .	36
3.9. T plano E. [21] . . . . .	37
3.10. Campo en el interior de la T plano E. [22] . . . . .	37
4.1. Guía de onda en CST. . . . .	40

4.2. Parámetros [S] guía de onda. . . . .	40
4.3. T plano H. . . . .	41
4.4. Parámetros [S] T plano H. . . . .	42
4.5. T plano H adaptada. . . . .	43
4.6. Parámetros [S] T plano H adaptada. . . . .	43
4.7. T plano E. . . . .	44
4.8. Parámetros [S] T plano E. . . . .	45
4.9. T plano E adaptada. . . . .	46
4.10. Parámetros [S] T plano E adaptada. . . . .	46
5.1. Interfaz del programa OpenScad. . . . .	47
5.2. Diseño de adaptador guía-coaxial . . . . .	48
5.3. Cortes de los planos Y y Z del Adaptador. . . . .	49
5.4. Diseño sección guía de onda. . . . .	50
5.5. Diseño T plano H adaptada. . . . .	51
5.6. Obstáculo para adaptación. . . . .	51
5.7. Diseño T plano E adaptada. . . . .	52
5.8. Obstáculo para adaptación. . . . .	52
5.9. Elementos preparados para la impresión. . . . .	53
5.10. Pintura <i>Bare Conductive</i> . . . . .	55
5.11. Cinta de cobre [31] y aluminio [32] . . . . .	55
5.12. Transición de guía-coaxial. . . . .	56
5.13. Sección de guía de onda. . . . .	56
5.14. T plano H. . . . .	57
5.15. T plano E. . . . .	57
6.1. Parámetro S11 transición guía-coaxial. . . . .	60
6.2. Parámetros S12 sección de guía de onda. . . . .	61
6.3. Parámetros del conjunto de cobre. . . . .	61
6.4. Parámetros del conjunto de aluminio. . . . .	62
6.5. Parámetros [S] T plano H adaptada. . . . .	63
6.6. Parámetros [S] T plano E adaptada. . . . .	64

## **Resumen**

En este informe se expone el estudio de modelos de guía de onda realizadas mediante impresión 3D. Se basa en la guía de onda rectangular WR90, la cual tiene un rango de funcionamiento en frecuencia de 8 GHz a 12.4 GHz aproximadamente.

Se explica la técnica que se ha realizado en el proceso de metalización de las guías, ya que la impresión se realiza mediante plástico ABS, el cual no es capaz de conducir la electricidad.

Del mismo modo, se trata de adaptar las redes de tres accesos como son la T plano E y la T plano H.

**PALABRAS CLAVE:** Microondas. Impresora 3D. Guía de onda.



## **Abstract**

This report contains the study of models of waveguide made with 3D printing. It focuses on the WR90 rectangular waveguide wich has a frequency operating range of about 8 GHz to 12.4 GHz.

The technique is explained for metallizing waveguides. The printer performs ABS plastic models and so the plastic doesn't conduct electricity.

Through this process, we try to adapt the three access networks, which are the T junctions

**KEY WORDS:** Microwave. 3D Printer. Waveguide.



# Resumen extendido

En las telecomunicaciones, las microondas se usan en su mayoría en radiodifusión, generalmente para radio-enlaces fijos o móviles pero que se caracterizan por ser sistemas de alta velocidad o capaces de transmitir mucha potencia.

Una de las tecnologías que utiliza las microondas son los sistemas radar para detectar velocidades, información meteorológica entre otras. Para transmitir información haciendo uso de las microondas se pueden utilizar dispositivos de guía de onda. Actualmente hay aplicaciones en las que se pueden usar microstrip para trabajar a frecuencias de microondas, pero hay aplicaciones donde sigue siendo más adecuado el trabajar con guías de onda..

Las guías de onda se pueden definir como cualquier estructura física que confina las ondas electromagnéticas. Los campos eléctrico y magnético quedan encerrados en el espacio interior de las guías, de esta forma no existen pérdidas de potencia por radiación, además el dieléctrico del interior suele ser el aire, por lo que las pérdidas debidas al dieléctrico serán prácticamente nulas.

Se puede pensar que las guías de onda son un medio guiado muy bueno, debido a las bajas pérdidas que presentan pero tienen un ancho de banda limitado y sus dimensiones son mayores que las de las líneas microstrip o cualquier línea impresa.

Existen multitud de elementos de guía de onda, ya sean transiciones, divisores, filtros, acopladores, etc. Pero una característica común a todos es el alto precio que presentan muchos de estos elementos y la dificultad que tienen para realizar cualquier tipo de modificación en los mismos.

Uno de los objetivos que tiene lugar en los próximos capítulos es construir elementos de guía de onda que proporcionen las mismas características que cualquiera que se pueda adquirir en el mercado, pero realizado mediante impresión 3D.

Como se introducirá en el próximo capítulo, las impresoras 3D que se llevan desarrollando en los últimos dos años, permiten obtener piezas de plástico, cerámica o ceras, capaces de proporcionar un prototipo previo a un proceso de fabricación, ya sea a escala o a tamaño real. Pero además, permitiendo que sea de forma rápida y sencilla lo que ha facilitado que se pueda implantar en cualquier área de conocimiento.

Uno de los principales inconvenientes que se presentan a la hora de realizar pro-

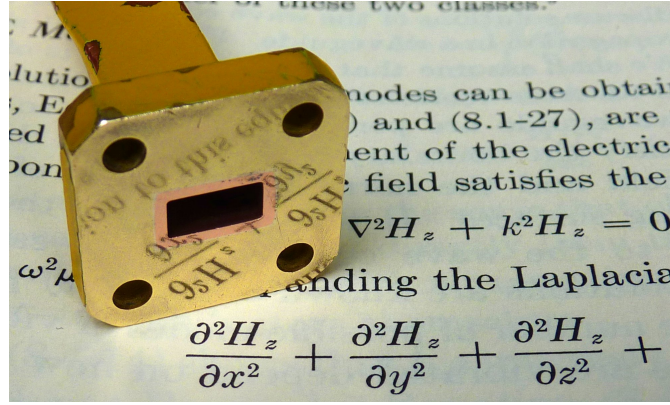


Figura 1: Guía de onda.[1]

totipos de guía de onda mediante impresión 3D, es el encontrar un medio conductor que permita que las ondas se confinen en el interior.

Otro de los retos que se pretenden llevar a cabo, es ser capaces de realizar los modelos de la forma más económica y sencilla posible. De esta forma, cualquiera que pueda tener acceso a una impresora 3D podría realizar sus propios prototipos y posteriormente probarlos o implementar un pequeño sistema de comunicación.

Como se verá a lo largo de los capítulos siguientes se han realizado distintos elementos, para los cuales, se han realizado las medidas de los parámetros de dispersión, para así obtener una idea clara del comportamiento en cada acceso, mediante el coeficiente de reflexión y del comportamiento entre los accesos mediante el coeficientes de transferencia.

Al tratarse de elementos realizados de forma artesanal están sujetos a ciertos factores que puedan hacer que los resultados puedan parecer no tan buenos como se esperaba, pero que sería posible mejorarlos, utilizando otros procesos, ya sean químicos o físicos que realicen el proceso de metalización del plástico y así eliminar factores que puedan hacer que los resultados sean más fiables. A pesar de lo comentado, se han cuidado los detalles tanto en las medidas realizadas, como en el proceso de fabricación para evitar en parte estos factores no deseados y poder así, obtener unos resultados que permitan obtener conclusiones claras.

El estudio comienza repasando la historia de la impresión 3D, así como las partes fundamentales de las impresoras 3D o la calidad y precisión de las mismas. Se introducirá un estudio teórico dónde se desarrollan las ecuaciones de los campos eléctrico y magnético que nos servirán para denominar los modos, así como los parámetros característicos de la matriz de dispersión. Los elementos de guía de onda que tienen interés a estudiar son las guía de onda rectangular WR90, para ello estudiaremos el comportamiento de los distintos elementos que se van a realizar posteriormente, tanto en la simulación, como mediante la impresión 3D. Finalmente, se estudiarán los resultados obtenidos para verificar o no la viabilidad que tendría



realizar los elementos de guía de onda mediante esta técnica.

Los elementos que se van a probar y estudiar son transiciones, tramos de guía de onda rígida y elementos de tre puertas como la T plano H o la T plano E, las cuales se van a introducir un obstaculo en su interior para tratar de conseguir una adaptación entre los distintos accesos.

En cuanto al funcionamiento, se ha comprobado que a pesar de ser algo rudimentaria permite comprobar el comportamiento de los diseños, teniendo en cuenta que tiene unas leves pérdidas que rondan entre los 3 y 5 dB, pero permite comprobar el funcionamiento de los elementos que diseñemos perfectamente, ya que dichas pérdidas se producen a lo largo del rango de frecuencias de funcionamiento de la guía de onda.



# Capítulo 1

## Impresión 3D

La impresión 3D se ha convertido en un referente en nuestros días, tanto es así, que incluso la NASA tiene un proyecto denominado *Made in Space* [2] que posee el objetivo de mandar una impresora 3D al espacio, teniendo la capacidad de construir cualquier tipo de pieza de recambio o herramienta que se necesite. En la figura 1.1 se muestra una de sus primeras pruebas en el espacio.

Además de estar modernizando la medicina creando modelos en 3D similares a lo que sería una radiografía o un TAC con el fin de que el médico puedan realizar prácticas previas a una intervención quirúrgica, también se están desarrollando prótesis y en un futuro se espera que se puedan imprimir órganos humanos cien por cien compatibles con el paciente.

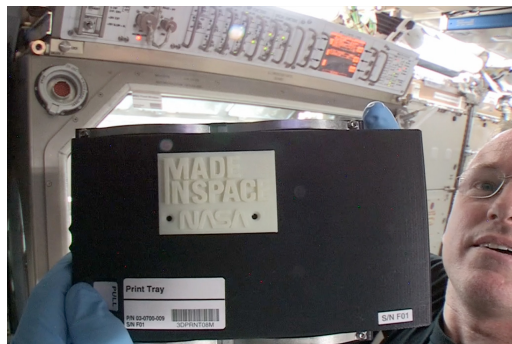


Figura 1.1: Primera impresión *Made in Space*. [3]

Cabe destacar que las impresoras 3D son aún desconocidas para algunos y se piensa que pueden ser costosas, a pesar de que es un proyecto *Open Source*. Sin embargo, nada más lejos de la realidad pues se espera que de aquí a unos años sean un elemento más que estará en los hogares, al igual que ocurrió con Internet, que hoy está presente en la mayoría de los hogares. Esto va a permitir que cualquier persona se pueda imprimir juguetes, herramientas, elementos decorativos, diseños propios, etc. con tan sólo pulsar un botón, al igual que hoy imprimes un documento en una impresora de papel.

Como se ha dicho, es un elemento que no sólo está introduciendo novedades en los hogares, sino también en muchas ramas de la ingeniería, la arquitectura o la moda. Además, está permitiendo que cualquier diseño que se elabore, pueda ser impreso en pocas horas, abaratando en gran medida los procesos de fabricación de prototipos. En este proyecto trata de abaratar el coste que tienen los elementos de guía de onda obteniendo en pocas horas el elemento que hemos diseñado, pudiendo así realizar pruebas de elementos que o bien son caros o son difíciles de manipular a la hora de elaborar filtros o adaptaciones y de esta manera en el propio diseño 3D se podrían realizar las modificaciones que deseemos.

En los siguientes apartados se va a proporcionar una visión general acerca de los modelos de impresoras 3D que existen en el mercado y de aquellos primeros modelos *Open Source* de impresoras 3D que han hecho posible los actuales modelos.

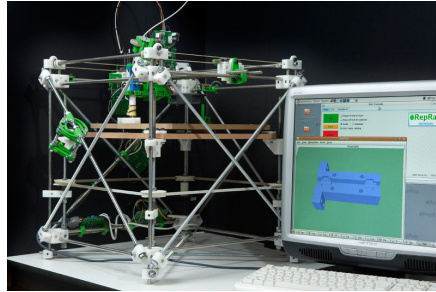


Figura 1.2: Primera *RepRap* - Darwin. [4]

## 1.1. Evolución y tipos de impresoras 3D

El origen de la impresión 3D [5] aparece con el proyecto *RepRap* [6] que tiene como objetivo crear una máquina auto-replicante de uso general. De hecho, la primera máquina nace bajo el mismo nombre que el proyecto y tiene como propósito general permitir un prototipo rápido, libre, que permita replicarse a sí misma y fabricar objetos físicos a partir de diseños generados por ordenador.

El principal factor en su rápida evolución, es que está bajo la licencia *GNU GPL* que hace posible que se pueda copiar, estudiar, distribuir y mejorar tanto los diseños como el código fuente. Permitiendo de esta forma que cualquiera pueda acceder a dicha información y evolucionar la máquina con el tiempo, de forma análoga a la Teoría de la Evolución de Darwin.

La primera *RepRap* lleva el sobrenombre del naturalista Charles Darwin, siendo el primer modelo de impresora 3D operativa. Se puede pensar sobre la paradoja del huevo o la gallina, pero en este caso se tiene solución a este dilema, ya que evidentemente las piezas impresas fueron creadas a partir de otra impresora 3D comercial, de coste mucho mayor. Como se puede ver en la figura 1.2, todos los

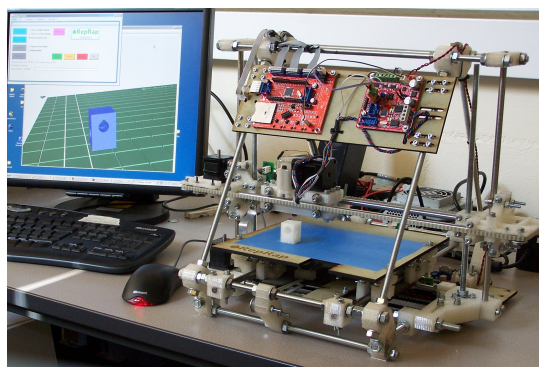


Figura 1.3: Segunda generación *RepRap* - Mendel. [7]

elementos blancos que la componen fueron impresos a partir de otra impresora 3D comercial.

La segunda generación de este tipo de impresoras nació a partir de la anterior. Recibieron el nombre «Mendel» en honor a Gregor Mendel, padre de la genética. Se quiso hacer analogía ya que el objetivo principal es el de auto-replicarse y que se extienda el uso de las impresoras 3D. En ella se hicieron multitud de mejoras, entre ellas el tamaño, la estructura, el área de impresión, el soporte del eje Z. Este modelo se puede ver en la figura 1.3, en la cual se pueden observar las mejoras antes mencionadas.

En paralelo, en España apareció el *Proyecto Clone Wars*, [9] como grupo dentro de la comunidad *RepRap* el cual trata de documentar en español todo lo necesario para la construcción de este tipo de impresoras, crear un banco de piezas para realizar donaciones y que otros puedan construirse una impresora, etc.

En la página de Clone Wars, se pueden encontrar la lista de materiales, el diseño de las piezas impresas y todo lo necesario para construir el modelo evolucionado de la Mendel, la *Prusa Mendel* la cual es una evolución de la *RepRap*

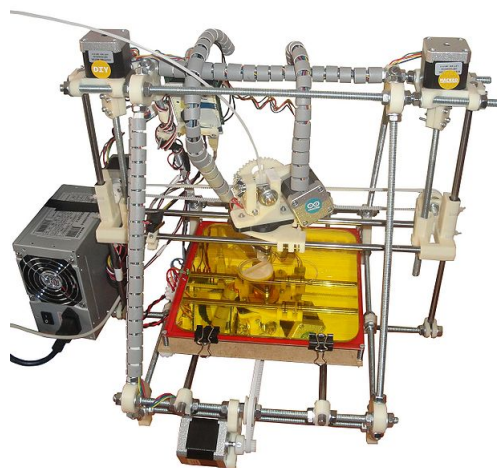


Figura 1.4: *Prusa* Iteración II. [8]

Mendel llevada a cabo por Josef Prusa estudiante Checo de 23 años, que con sus mejoras creó una impresora estable, barata y muy fácil de construir.

Actualmente existen varios modelos además de la *Prusa Mendel*, como la *Prusa Iteración II*, que es una versión algo mejorada de la *Prusa Mendel* que se puede ver en la figura 1.4. Pero hay otros como la *Prusa Iteración 3*, la *Prusa Iteración 3*

*single frame* o la *Prusa Iteración 3 steel*. Estas tres últimas se caracterizan por tener la misma estructura pero varían en que dicha estructura está realizada en distintos materiales como madera, aluminio o acero respectivamente. Además, existen otras variantes escaladas de la *Prusa i3*.

Es la evolución de las impresoras que más se está extendiendo porque se ha convertido en la más barata y más fácil de construir. No deja de ser una evolución directa de la *Prusa Iteración II* y es la que se va a utilizar en este proyecto, cuya principal ventaja frente a las anteriores, es que es totalmente paramétrica y se podría dimensionar a nuestras necesidades. Además del número de piezas impresas o componentes necesarios se reduce considerablemente. Al reducir el número de elementos, la calibración de la impresora se hace mucho más sencilla reduciendo los parámetros o distintos aspectos estructurales que hacen que no obtenga la calidad deseada.

Actualmente, la empresa española BQ comercializa una versión de este último modelo llamada *Prusa i3 Hephestos*. Se puede ver una fotografía de la misma en la figura 1.5 y han conseguido ponerla en el mercado con un precio muy competitivo.

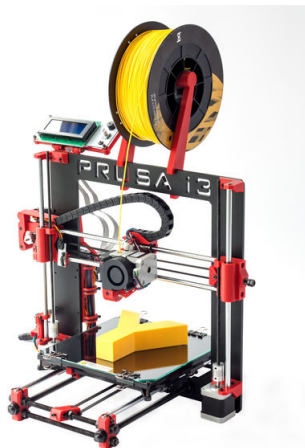


Figura 1.5: *Prusa i3 Hephestos*. [10]

Por supuesto, aunque la comercialice BQ, toda la documentación está disponible dentro del repositorio del *Proyecto Clone Wars*, tanto las piezas impresas, los tornillos, herramientas o la parte electrónica, ya que no deja de ser una evolución más de la impresora 3D y sigue siendo una herramienta *Open Source*, la cual todos podemos contribuir para las futuras evoluciones o crear nuevos modelos. La marca tiene otro modelo de impresora llamado *WitBox* que estéticamente está mucho más elaborada pero que, internamente es similar a los mo-

delos vistos hasta ahora, y por supuesto el precio de la misma es notablemente mayor.

Seguramente, esto siga evolucionando, además aquí sólo se han presentado los modelos más representativos dentro de toda la evolución, pero existen muchos más. Todos esos modelos y más información se pueden encontrar en [6] o en [9], además de poder colaborar con la comunidad.

Además, hay modelos comerciales que permiten calidades muy superiores e imprimir modelos en otro tipo de materiales, como cerámica coloreada o que utilizan otra técnicas como la fotolitografía 3D.

## 1.2. Impresora 3D utilizada

Tras la pequeña reseña histórica anterior, este capítulo se va a centrar en el modelo que se va a usar para llevar a cabo este proyecto, analizando parámetros característicos de la misma y sobre todo la precisión, materiales, etc. Como se ha mencionado anteriormente, el modelo que se va a utilizar es la *Prusa i3 Single Frame*. Como se puede ver en la figura 1.6, no difiere mucho de los modelos anteriores.

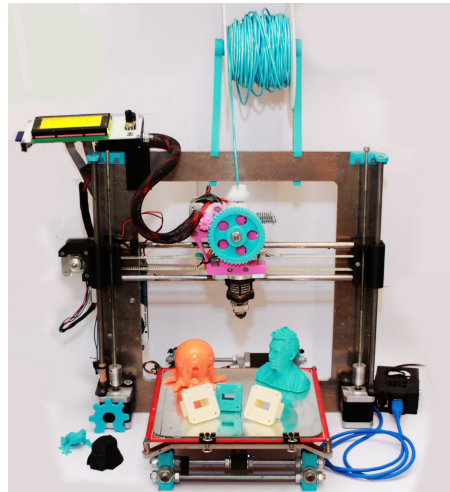


Figura 1.6: *Prusa i3 Single Frame*.

Al tratarse de un modelo construido de forma artesanal, hay parámetros de calibración que puede que no estén ajustados con la máxima precisión, salvo lo que respecta al movimiento de los tres ejes para los cuales se ha llevado a cabo una calibración exhaustiva, por tanto las dimensiones del diseño se corresponderán de forma directa con las obtenidas tras el proceso de impresión.

### 1.2.1. Características principales

Este tipo de impresoras, se caracterizan principalmente por utilizar el proceso de fabricación de prototipos mediante el modelado por deposición fundida (MDF) [11], que es una técnica en la que el material se va depositando por capas para conformar la pieza. Como se muestra en la figura 1.7. El material de plástico llega a la boquilla (1) donde se funde a la temperatura de fusión del material y se desplaza a lo largo de los ejes X, Y y Z conformando la pieza y solidificándose al poco tiempo de salir de la boquilla.

La impresora utilizada, se trata de una de las últimas versiones llevadas a cabo por la comunidad *RepRap* y el *Proyecto Clone Wars* con algunas modificaciones o adaptaciones poco significativas. Este modelo presenta una base caliente para proporcionar mayor adherencia en materiales como el ABS o PLA que se explicarán

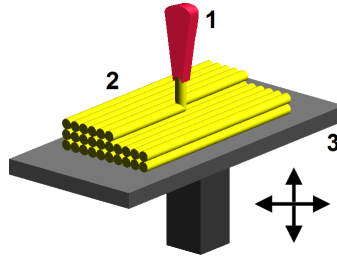


Figura 1.7: Modelado MDF. [11]

más adelante. Además, el fusor o también conocido como *Hot-End* es el modelo *Budasnozzle 2.0* de *Lulzbot* el cual tiene una temperatura máxima de funcionamiento de unos  $245^{\circ}$ , por encima de esta temperatura el *Hot-End* podría sufrir daños. El diámetro del filamento de plástico que se puede utilizar es de 3 mm, pero la punta del *Hot-End* tiene un cabezal de diámetro 0.5 mm.

Es capaz de moverse a lo largo de los tres ejes gracias a los motores paso a paso *NEMA 17* que incorpora, uno para cada eje X e Y y dos para mover el eje Z, además para extrudir el plástico dispone de otro motor del mismo modelo dispuesto a los engranajes del extrusor. Dispone también de un *display LCD*, para consultar de forma rápida la temperatura y controlar los parámetros necesarios para poner en funcionamiento la impresora e imprimir sin necesidad de tenerlo conectado a un ordenador.

La electrónica que incorpora es una *shield* para un *Arduino Mega* y es conocida como *RAMPS 1.4*. Es la encargada mediante los drivers de los motores de controlar los mismos. Todo ello está alimentado con una fuente de alimentación de ordenador de 600W, la cual se modificó para poderla utilizar fuera del ordenador.

### 1.2.2. Precisión y área de impresión

Tanto la precisión como el área de impresión, son parámetros importantes, ya que en ellos se va a distinguir la calidad de la impresión y sobre todo se va a conocer de antemano si es posible realizar el diseño que deseamos crear en la impresora. Por tanto, se van a analizar las partes más críticas y de esta manera ver cómo se ajusta esta impresora a las características del proyecto.

Como se ha dicho antes, el cabezal que tiene incorporado tiene un diámetro de 0.5 mm y es por donde saldrá el plástico. Además, la impresora está configurada para que el movimiento mínimo que pueda realizar en cualquiera de los ejes sea de  $1/16$  micro pasos, lo que equivale aproximadamente a 0.1 mm, este no es tan crítico ya que como se puede observar en la figura 1.8 los detalles que es capaz de representar en los ejes X y Y son grandes, mientras que en el eje Z vendrá dado por la altura de capa que se programe, siempre adquiriendo el compromiso entre calidad



y tiempo de impresión, ya que si la altura de capa es menor, la calidad será mayor, pero el tiempo de impresión se verá alargado y viceversa.



Figura 1.8: Detalle de calidad de pieza impresa.

Por tanto, se puede decir que a la hora de crear nuestros propios diseños aquellas partes que su grosor no supere los 0.5 mm no podrán ser realizables por la impresora, provocando que en el resultado final no aparezcan o que si aparecen pueden ser frágiles. Se podría cambiar el cabezal a uno con mayor precisión, pero hay que tener en cuenta que si se disminuye el diámetro del cabezal la impresión tardará más tiempo en finalizar, ya que el plástico que deposita es menor. Del mismo modo, si disminuimos la precisión por un cabezal con un diámetro mayor, tendremos menor precisión, pero el tiempo de impresión se verá reducido.

Adquiriendo ese compromiso entre altura de capa y calidad, con una altura de capa de 0.25 mm tenemos una calidad de impresión muy buena sin necesidad de esperar un tiempo excesivo para que termine la impresión. Podríamos aumentar la calidad hasta 0.1 mm de altura de capa, pero provocaríamos que el tiempo de impresión se viera incrementado notablemente.

El área de impresión que tiene es de 20 cm x 20 cm x 18 cm aproximadamente, si necesitamos elementos más grandes que estas dimensiones tenemos varias opciones para poder realizar el modelo: la primera dividir el modelo en partes más pequeñas y de este modo podamos ser capaces de imprimirlas en el área disponible de impresión.

### 1.2.3. Materiales de impresión

En la actualidad existen varios materiales para utilizarlos en el proceso de fabricación. En general se pueden encontrar como filamentos de distintos grosores ya sea de 1.75 mm o 3 mm como se muestra en la figura 1.9. La mayoría son polímeros,

ceras o algún otro. A continuación se van a destacar algunos de ellos para dar una visión general.



Figura 1.9: Filamento para impresora 3D. [12]

#### 1.2.3.1. Acrilonitrilo butadieno estireno (ABS)

Es con el material que se van a realizar los modelos en este proyecto. Se trata de un plástico muy resistente a los impactos. Se usa mucho en la automoción, en la industria o en elementos domésticos, como juguetes o elementos de cocina.

Este material puede sufrir cualquier tipo de post-procesado como mecanizar, pulir, limar, agujerear, pintar, etc. Es soluble en acetona, por lo que se puede obtener un acabado más profesional si sometemos la pieza a un baño de vapor de acetona o similar. También se pueden unir las piezas con esta técnica.

Hay que tener en cuenta que cuando llega al punto de fusión desprende gases que en concentraciones altas pueden ser nocivos, por lo que se recomienda no tener varias impresoras funcionando en un espacio reducido sin ventilar.

#### 1.2.3.2. Políácido láctico (PLA)

Se trata de un polímero constituido por moléculas de ácido láctico. Es un material con menor resistencia que el ABS, pero este es biodegradable en agua y óxido de carbono. Además no aguanta temperaturas elevadas, ya que se descompone a partir de los 60 grados Celsius. Y el post-procesado se vuelve más complicado, sobre todo el pegado de piezas.

En este caso, al alcanzar el punto de fusión no desprende gases nocivos, por lo que pueden funcionar varias impresoras a la vez sin peligro. Además, la temperatura de fusión es algo menor, por lo que es más eficiente.

### 1.2.3.3. High Impact Polystyrene (HIPS)

Se trata de un material plástico que está teniendo mucha repercusión en el mundo de la impresión 3D ya que combina las propiedades del ABS y PLA. Ya que se trata de un material con una alta resistencia a impactos, es muy maleable y de bajo coste.

Posee las mismas características de post-procesado que el ABS ya sea para pintar, pegar, limar o agujerear. Pero no desprende gases nocivos, al igual que el PLA y su temperatura de fusión es aproximadamente como la del ABS.

Se está convirtiendo en el plástico idóneo en el mundo de la impresión 3D, pero aún no es muy conocido.

### 1.2.3.4. Elastómero termoplástico (TPE)

Se trata de un material plástico con características elásticas. Por tanto podemos decir que combina las ventajas de las gomas y de los plásticos, ya que permite extrudirlo con la impresora 3D.



Figura 1.10: Prisma fabricado con TPE. [13]

Tienen la desventaja de que no son reciclables, además tiene un coste más elevado y se trata de un material pobre en cuanto a resistencia y con propiedades térmicas similares a las del PLA, teniendo por tanto una temperatura de fusión baja.

### 1.2.3.5. Acetato de polivinilo (PVA)

Polímero obtenido a partir de la polimerización del acetato de vinilo. Generalmente es usado como adhesivo para materiales porosos como la madera o como base plástica de la goma de mascar.

Se usa en la impresión 3D como material de soporte, ya que es un material que es hidrosoluble, lo que permite que si la impresora dispone de dos extrusores,, uno puede ser usado para extrudir plástico ABS y el otro PVA, de manera que el material de soporte se realizará con PVA y el ABS se usará para obtener la pieza deseada. Cuando finalice, con introducirla en agua se eliminaría el material de soporte obteniendo el resultado deseado como se puede ver en la figura 1.11.

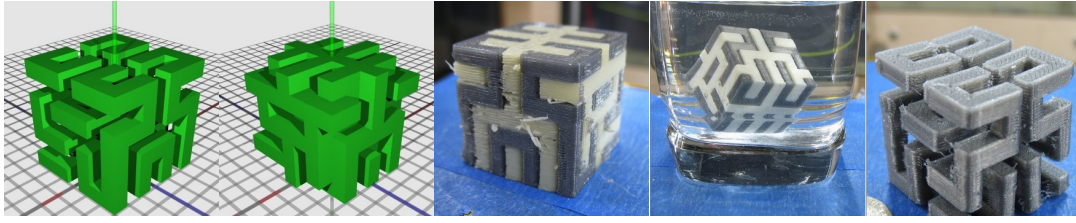


Figura 1.11: Utilización de PVA. [14]

Suele utilizarse en casos en los que la pieza presenta voladizos en algunas de las partes y se quiere obtener un resultado más depurado, pero hay que tener en cuenta que es necesario tener dos extrusores.

#### 1.2.3.6. Otros materiales

Hay modelos comerciales más profesionales que son capaces de imprimir en materiales como cerámica, cera o resinas. Estos materiales permiten tener el modelo físico de un elemento que esté diseñado para unas medidas determinadas. La mayoría son utilizadas en la industria para tratar con el modelo del diseño final antes de mandarlo al proceso de fabricación.

Actualmente hay sistemas que mediante el Metal Sintetizado Láser (SLM) que permiten realizar modelos metálicos de los diseños. En la referencia [15] se pueden encontrar el modelo comercial de dichas impresoras, pero la información de dichas impresoras es aún limitada.

#### 1.2.4. Consumo eléctrico y precauciones

Muchos creen que las impresoras 3D tienen un consumo eléctrico elevado, pero no es así. En realidad el modelo de *Prusa i3* está alimentado con una fuente de alimentación de ordenador de 600W, por lo que el consumo no será más que el de un ordenador encendido durante el tiempo que esté imprimiendo.

Estas máquinas son delicadas y no soportan muy bien los transportes, por lo que se recomienda que no se traslade con mucha frecuencia ya que pueden perder la calibración. Por tanto, después de sufrir algún transporte se recomienda re-calibrar la impresora. Otra de las precauciones que se deben tomar es la seguridad personal, ya que la temperatura que alcanza el *Hot-End* suele superar los 200°C y la base caliente donde se deposita la pieza alcanza los 100°C, se trata de temperaturas elevadas y pueden provocar quemaduras. Además, durante el proceso de impresión no se recomienda manipular los elementos de la impresora porque hay elementos móviles que pueden provocar que se sufra un accidente o afectar a la impresión del diseño. Por último, se recomienda dejar que se enfríe una vez que acabe de imprimir la pieza para su posterior retirada.

Por último, siempre que se vaya a imprimir se recomienda realizarlo en una habitación ventilada, para evitar que los gases nocivos que se puedan generar se acumulen en la habitación, como el caso del ABS, pero que aunque se use otro material se recomienda igualmente. Además, de tener las precauciones básicas sobre la manipulación de elementos eléctricos, tales como no manipular los cables de alimentación con las manos mojadas, etc.

### 1.3. Aplicación

Como se ve la impresión 3D ha convertido los caros y complicados procesos de prototipado en un proceso barato y sencillo. Aunque se pueda creer que en el campo de las Telecomunicaciones no pueda tener aplicación, no es así. En este proyecto se van a prototipar elementos de guía de onda WR90, pero del mismo modo se podría diseñar y crear cualquier otro tipo de elemento, ya sea guía de onda circular o cilíndrica en cualquiera de los rangos de funcionamientos.

Evidentemente la impresora que se va a utilizar realiza los prototipos en plástico ABS, que no conduce la electricidad, pero como se verá en el capítulo 5 se tratará de buscar elementos conductores que se adhieran a la superficie y se comporten de forma estable en alta frecuencia y que nos permita un funcionamiento notable del dispositivo.

Además, cabe destacar que en el futuro, los sistemas de impresión láser permitirán realizar directamente el diseño en metal, sin necesidad de buscar un elemento conductor que permita el correcto funcionamiento.



## Capítulo 2

# Introducción a los circuitos de microondas

Si se trabaja en baja frecuencia, el estudio se vuelve más sencillo porque los componentes tienen un tamaño menor que el de la longitud de onda con la que se está trabajando, por tanto se podría caracterizar cualquier circuito a partir de las leyes de Ohm y las leyes de Kirchoff. En alta frecuencia existe el inconveniente de que no es posible aplicar el mismo planteamiento que en baja frecuencia y provoca que se tengan que adoptar otro tipo de soluciones, algo más complejas. Una posible solución es obtener los parámetros primarios de la línea de transmisión, de forma que se consigue la caracterización a partir de la capacidad, inductancia, resistencia y conductancia, sin embargo es una solución tediosa y algo compleja, ya que, se requiere la resolución de un sistema de ecuaciones diferenciales. Por esta razón, generalmente se utilizan los parámetros secundarios, los cuales permiten que el estudio sea más sencillo, ya que estos parámetros son la constante de propagación compleja y la impedancia característica.

En general, se puede decir que un circuito de microondas se considera una región cerrada dónde se identifican diferentes accesos, que pueden ser tanto de entrada como de salida, siendo estos accesos medios de transmisión guiados. Como se ha introducido anteriormente, hay dos métodos de análisis para poder determinar el funcionamiento del circuito, estas pueden ser análisis electromagnético o bien análisis del circuito.

El análisis electromagnético obtiene la solución a partir del desarrollo de las ecuaciones de Maxwell y las condiciones de contorno del circuito. Se puede intuir a priori que se trata de una solución con una alta complejidad matemática y que presenta una gran dificultad a la hora de sintetizar la solución por la gran cantidad de detalle que tiene. Por el contrario, el análisis del circuito tiene como inconveniente principal la gran dependencia que tiene con los elementos equivalentes dependiendo

de cuál de los accesos se haya elegido como origen, además, este modelo equivalente sería válido para un margen de frecuencias reducido.

Como se puede ver ambas soluciones no presentan una ventaja a destacar. Sin embargo, en la mayoría de las ocasiones con sólo conocer las relaciones de transferencia de energía entre los diferentes accesos sería suficiente, ya que de esta forma se podría entender de forma rápida. Además, esto permite usar la teoría de circuitos clásica o de baja frecuencia, en la cual se emplean distintas familias de parámetros para caracterizar el funcionamiento de las redes, como los parámetros  $[Y]$  de admitancia, los  $[Z]$  de impedancia, los  $[H]$  o los  $[G]$  que son los parámetros híbridos o híbridos inversor, los cuales engloban a los de impedancia y a los de admitancia. Tanto la excitación, como la respuesta de la red para cualquiera de las familias de parámetros anterior vienen expresados en función de las tensiones y corrientes a la entrada y la salida de la red.

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= z_{11}i_1 + z_{12}i_2 \\ v_2 &= z_{21}i_1 + z_{22}i_2 \end{aligned} \right\} \quad \left. \begin{aligned} i_1 &= y_{11}v_1 + y_{12}v_2 \\ i_2 &= y_{21}v_1 + y_{22}v_2 \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}i_2 \\ v_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}i_2 \end{aligned} \right\} \quad \left. \begin{aligned} i_1 &= g_{11}v_1 + g_{12}v_2 \\ v_2 &= g_{21}v_1 + g_{22}v_2 \end{aligned} \right\}$$

Cuando se trabaja en alta frecuencia es más adecuado trabajar con la familia de parámetros de *Scattering*  $[S]$ , también conocidos como parámetros de dispersión. Del mismo modo, si se usase cualquiera de las familias anterior, se tendría la misma información para cada caso, además, si se conoce una de ellas sería posible obtener cualquier otra a través de las relaciones lineales.

## 2.1. Análisis electromagnético

Se trata de una solución compleja como se ha introducido anteriormente, pero va a permitir explicar de forma más clara los distintos modos de propagación que satisfacen las condiciones de contorno, como se verá a continuación.

Para ello, se parte de las ecuaciones de Maxwell, las cuales se van a combinar con las relaciones constitutivas del medio, teniendo en cuenta que los campos deben tener dependencia armónica con el tiempo y regiones con un dieléctrico lineal, isotropo y homogéneo, es decir,  $\epsilon$ ,  $\mu$  y  $\sigma_{\text{dielectrico}}$  se tratan como constantes escalares, además no deben presentar pérdidas y deberá estar libres de fuentes o lo que es lo mismo se tratarán de conductores y dieléctricos perfectos. De esta forma se obtendría las ecuaciones de onda homogéneas o ecuaciones de Helmholtz homogéneas que se pueden ver en 2.1 y 2.2.



$$\nabla^2 \vec{E}(t_1, t_2, a) + k^2 \vec{E}(t_1, t_2, a) = 0 \quad (2.1)$$

$$\nabla^2 \vec{H}(t_1, t_2, a) + k^2 \vec{H}(t_1, t_2, a) = 0 \quad (2.2)$$

Donde los parámetros  $\vec{E}(t_1, t_2, a)$  y  $\vec{H}(t_1, t_2, a)$  representan los fasores de los campos, eléctrico y magnético respectivamente,  $k$  es el número de onda expresado en rd/m y se obtiene a partir de la expresión  $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$ , y donde  $t_1$  y  $t_2$  son las coordenadas transversales a la dirección de propagación y  $a$  es la coordenada axial. Si se toma como dirección de propagación el eje  $z$  como coordenada axial, las soluciones de los campos que se propagan a lo largo del eje  $z$  tienen la forma que se muestra en 2.3 y 2.4. Siendo  $\gamma$  la constante de propagación del medio.

$$\vec{E}(t_1, t_2, a) = \vec{e}(t_1, t_2) e^{\mp\gamma a} \xrightarrow{a=z} \vec{e}(t_1, t_2) e^{\mp\gamma z} \quad (2.3)$$

$$\vec{H}(t_1, t_2, a) = \vec{h}(t_1, t_2) e^{\mp\gamma a} \xrightarrow{a=z} \vec{h}(t_1, t_2) e^{\mp\gamma z} \quad (2.4)$$

A su vez,  $\vec{e}(t_1, t_2)$  y  $\vec{h}(t_1, t_2)$  se pueden descomponer como la suma de otros dos vectores, uno de ellos formado por la componente transversal a la dirección de propagación  $\vec{e}_t(t_1, t_2)$  ;  $\vec{h}_t(t_1, t_2)$ , y otro que contiene la componente axial  $\vec{e}_z(t_1, t_2)$  ;  $\vec{h}_z(t_1, t_2)$ .

$$\vec{E}(t_1, t_2, z) = \vec{e}_t(t_1, t_2) e^{\mp\gamma z} + \vec{e}_z(t_1, t_2) e^{\mp\gamma z} \quad (2.5)$$

$$\vec{H}(t_1, t_2, z) = \vec{h}_t(t_1, t_2) e^{\mp\gamma z} + \vec{h}_z(t_1, t_2) e^{\mp\gamma z} \quad (2.6)$$

Descomponiendo del mismo modo el operador laplaciana como  $\nabla^2(x) = \nabla_t^2(x) + \nabla_z^2(x) = \nabla_t^2(x) + \frac{\partial^2(x)}{\partial z^2}$ , se obtienen las ecuaciones 2.7 y 2.8, las cuales se resuelven operando las ecuaciones diferenciales, de forma que estén sujetas a las condiciones de contorno.

$$\nabla_t^2 \vec{e}_z(t_1, t_2) + (k^2 + \gamma^2) \vec{e}_z(t_1, t_2) = 0 \quad (2.7)$$

$$\nabla_t^2 \vec{h}_z(t_1, t_2) + (k^2 + \gamma^2) \vec{h}_z(t_1, t_2) = 0 \quad (2.8)$$

Con las expresiones 2.9 y 2.10 es posible obtener las componentes transversales a partir de las expresiones 2.7 y 2.8, las cuales tienen solución para satisfacer las condiciones de contorno con una característica común, ya que o bien la componente axial del campo eléctrico, o la del campo magnético o ambas serán nulas.

$$\vec{h}_t(t_1, t_2) = \frac{1}{(k^2 + \gamma^2)} \left\{ j\omega\varepsilon [\nabla_t \times \vec{e}_z(t_1, t_2)] \mp \gamma \nabla_t \vec{h}_z(t_1, t_2) \right\} \quad (2.9)$$

$$\vec{e}_t(t_1, t_2) = \frac{1}{(k^2 + \gamma^2)} \left\{ -j\omega\mu [\nabla_t \times \vec{h}_z(t_1, t_2)] \mp \gamma \nabla_t \vec{e}_z(t_1, t_2) \right\} \quad (2.10)$$

De esta manera, estas soluciones permiten clasificar los diferentes modos que se verán a continuación:

- Modos híbridos, aquellos en los que las componentes axiales del campo eléctrico y del campo magnético no son nulas. Esta solución no se va a presentar, ya que para este caso de estudio de guía de onda, al aplicar las condiciones de contorno, y tratarse de las paredes conductoras de la guía relleno con un material homogéneo e isótropo hace imposible que se pueda propagar ningún modo híbrido.
- Modos Transversales Electromagnéticos o modos TEM, en este caso ambas componentes axiales son nulas, o lo que es lo mismo  $\vec{e}_z(t_1, t_2) = \vec{h}_z(t_1, t_2) = 0$ . Algunas propiedades a destacar pueden ser que las ondas TEM únicamente pueden ser guiadas por un sistema de dos o más conductores, debido a que el campo eléctrico deriva de una función potencial escalar. Además, el campo eléctrico y magnético son perpendiculares entre sí y a su vez son perpendiculares a la dirección de propagación de la energía. Por último, destacar que la propagación se hace posible para cualquier frecuencia distinta de cero.
- Modos Transversales Eléctricos o modos TE, son aquellos que en los que la componente axial del campo eléctrico es nula. Al igual que antes, ambos campos, el eléctrico y magnético, son perpendiculares entre sí y a la dirección de propagación de la energía. La propagación se hace posible para frecuencias superiores a la frecuencia de corte.
- Modos Transversales Magnético o modos TM, son aquellos que en los que la componente axial del campo magnético es nula. De nuevo, el campo eléctrico y magnético, son perpendiculares entre sí y a la dirección de propagación de la energía. La propagación se hace posible para frecuencias superiores a la frecuencia de corte.

Más adelante se verá cuál de estos modos son los que se van a propagar por nuestro medio, así como la forma que tienen y todas las características propias de los modos de propagación, como longitud de onda en la guía, velocidad de propagación en la guía o frecuencia de corte.

## 2.2. Introducción a las líneas de transmisión

En ese apartado se van a introducir brevemente las líneas de transmisión como modelo equivalente de los medios guiados y se caracterizarán las ondas de tensión y corriente propias para el estudio de alta frecuencia. Como se ha introducido anteriormente, en el estudio de baja frecuencia, las ondas de tensión y corriente afectan a todo el circuito en el mismo instante de tiempo, y se desprecian los efectos de propagación, ya que la longitud de onda de la señal es mucho mayor que las dimensiones del circuito y de esta forma, se hacen despreciables el desfase o el tiempo de propagación de la señal. En alta frecuencia, esto no es así, el desfase y los tiempos de propagación no se pueden hacer despreciables, ya que, las ondas de tensión y corriente se hacen diferentes en distintos puntos del circuito.

Sería interesante poder realizar un análisis en alta frecuencia aplicando las técnicas de análisis de baja frecuencia. Para ello, se va a considerar secciones diferenciales de longitud donde se puede considerar que los valores de las ondas de tensión y corriente tienen un mismo valor en dicha sección. El circuito equivalente que se obtiene de esa sección infinitesimal se puede ver en la figura 2.1, donde se ve representado la inductancia ( $l$ ) por unidad de longitud ( $H/m$ ), la resistencia ( $r$ ) por unidad de longitud ( $\Omega/m$ ), la capacidad ( $c$ ) por unidad de longitud ( $F/m$ ) y la conductancia ( $g$ ) por unidad de longitud ( $S/m$ ). Siendo estos cuatro parámetros anteriores los parámetros primarios de la línea de transmisión.

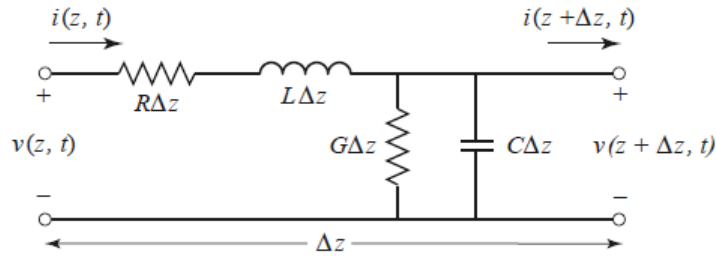


Figura 2.1: Modelo equivalente de línea de transmisión. [16]

Si se aplican las Leyes de Kirchoff al circuito equivalente de la línea de transmisión y se calcula el límite cuando  $\Delta z$  tiende a cero se obtienen las ecuaciones de la línea de transmisión con pérdidas que se muestran en 2.11 y 2.12.

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -r \cdot i(z, t) - l \cdot \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.11)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -g \cdot v(z, t) - c \cdot \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (2.12)$$

Las expresiones instantáneas de la tensión y la corriente pueden expresarse como  $v(z, t) = \Re[V(z) \cdot e^{j\omega t}]$  y  $i(z, t) = \Re[I(z) \cdot e^{j\omega t}]$ . Es trivial ver que si se sustituye en

las ecuaciones 2.11 y 2.12, se obtienen las expresiones 2.13 y 2.14.

$$\frac{\partial V(z)}{\partial z} = -(r + j\omega l) \cdot I(z) \quad (2.13)$$

$$\frac{\partial I(z)}{\partial z} = -(g + j\omega c) \cdot V(z) \quad (2.14)$$

Se va a definir la impedancia serie de la línea por unidad de longitud como  $Z = r + j\omega l$  y la admitancia paralelo por unidad de longitud como  $Y = g + j\omega c$ . Si se derivan respecto a  $z$  una de las ecuaciones anteriores se obtiene 2.15 y 2.16. Donde el producto de  $Z$  e  $Y$  se puede expresar como  $\gamma^2 = Z \cdot Y$ .

$$\frac{\partial^2 V(z)}{\partial z^2} = Z \cdot Y \cdot V(z) = \gamma^2 \cdot V(z) \quad (2.15)$$

$$\frac{\partial^2 I(z)}{\partial z^2} = Z \cdot Y \cdot I(z) = \gamma^2 \cdot I(z) \quad (2.16)$$

La constante de propagación se puede expresar como:

$$\gamma = \sqrt{Z \cdot Y} = \sqrt{(r + j\omega l) \cdot (g + j\omega c)} = \alpha + j\beta \quad (2.17)$$

siendo  $\alpha$  la constante de atenuación de la línea y  $\beta$  la constante de fase. Si la solución obtenida en las expresiones 2.15 y 2.16, se traslada a una solución en la que contenga las ondas de tensión y corriente como se obtienen en 2.18 y 2.19.

$$V(z) = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z} \quad (2.18)$$

$$I(z) = I_o^+ e^{-\gamma z} + I_o^- e^{\gamma z} \quad (2.19)$$

En las expresiones anteriores, el término  $e^{-\gamma z}$  representa la propagación de la onda en la dirección positivas de  $z$ , conocidas como ondas incidentes o progresivas. En cambio, el término  $e^{\gamma z}$  representa la propagación de la onda en la dirección negativa de  $z$ , conocidas como ondas reflejadas o regresivas.

Por último, un parámetro que caracteriza la línea de transmisión además de la constante de propagación es la impedancia característica de la línea  $Z_o$ . Esta se obtiene relacionando las expresiones de las ondas de tensión y corriente obtenidas anteriormente que da como resultado de esa relación la expresión 2.20.

$$Z_o = \sqrt{\frac{r + j\omega l}{g + j\omega c}} \quad (2.20)$$

Para simplificar las expresiones, en 2.18 y 2.19 a los términos  $V_o^+ e^{-\gamma z}$  y  $V_o^- e^{\gamma z}$

serán denotados como  $V^+(z)$  y  $V^-(z)$ . Al igual que ocurre con las ondas de corriente  $I^+(z)$  e  $I^-(z)$ . Quedando finalmente simplificadas como se muestra en 2.21 y 2.22.

$$V(z) = V^+(z) + V^-(z) \quad (2.21)$$

$$I(z) = I^+(z) + I^-(z) \quad (2.22)$$

La línea de transmisión se puede representar como se muestra en la figura 2.2, en ella se pueden ver las ondas de tensión incidentes y reflejadas en cada plano de acceso, además de la impedancia característica y la constante de propagación propia de la línea de transmisión.

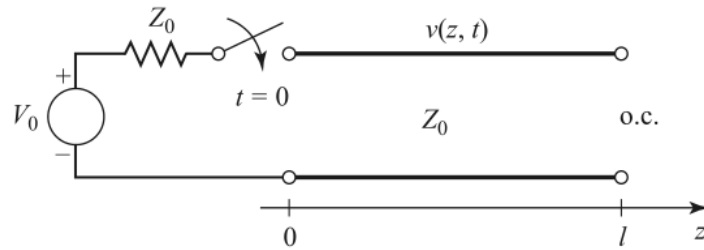


Figura 2.2: Representación de la línea de transmisión y las ondas de tensión equivalentes. [16]

## 2.3. Matrices de impedancia y admitancia

Los parámetros de impedancia o admitancia, propios del estudio de cuadripolos de teoría de circuitos, van a ser útiles para relacionar uno de los accesos con los demás, y de esa manera obtener una matriz de la red de accesos. Se va a considerar un número de accesos arbitrario  $N$ , como se muestra en la figura 2.3, donde cada uno de los accesos debe ser algún tipo de línea de transmisión o de una línea de transmisión equivalente de un solo modo de propagación. Si uno de los accesos de la red es una guía de onda entonces la red soportará más de un modo de propagación. Cada plano de acceso está definido con las equivalentes ondas de tensión y corriente, tanto incidentes ( $V_n^+$ ,  $I_n^+$ ) como reflejadas ( $V_n^-$ ,  $I_n^-$ ).

La matriz de impedancia  $[Z]$  de la red de microondas tiene una relación de tensión y corrientes como se muestra en 2.23. Esta matriz tiene la forma  $[V] = [Z][I]$ .

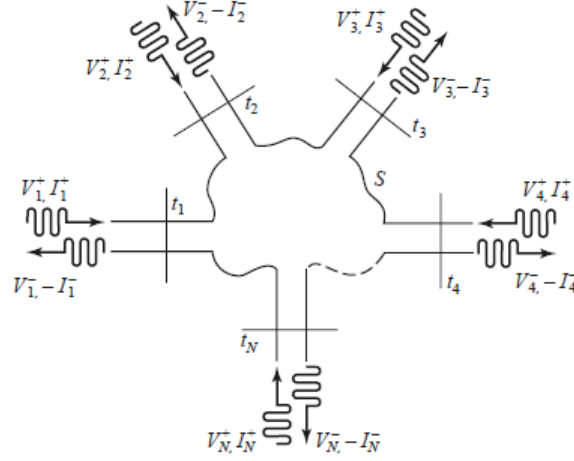


Figura 2.3: Red de microondas de N accesos. [16]

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ Z_{N1} & \cdots & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

De la misma forma, se puede definir la matriz de admitancias  $[Y]$  de la red de accesos como se ilustra en 2.24, que tiene la forma  $[I] = [Y][V]$ .

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdots & Y_{1N} \\ Y_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ Y_{N1} & \cdots & \cdots & Y_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Es trivial comprobar que la relación que existe entre la matriz  $[Z]$  e  $[Y]$  es que son inversas  $[Z] = [Y]^{-1}$ . Además, del mismo modo las matrices  $[Z]$  e  $[Y]$  relacionan todos los puertos de la red como se muestra en la expresión 2.25. Es decir, la impedancia  $Z_{ij}$  se puede obtener a través de la corriente del puerto  $j$  ( $I_j$ ), con el resto de puertos en circuito abierto ( $I_k = 0$  para  $k \neq j$ ) y midiendo la tensión en circuito abierto del puerto  $i$  ( $V_i$ ). Esto proporciona la información de la impedancia de transferencia entre el puerto  $i$  y  $j$  cuando el resto de puertos están en circuito abierto. Es evidente que, el caso  $Z_{ii}$  representa la impedancia de entrada del acceso  $i$  y para este caso todos los puertos estarían en circuito abierto.

$$Z_{ij} = \left. \frac{V_i}{I_j} \right|_{I_k=0 \text{ para } k \neq j} \quad (2.25)$$

Del mismo modo, para la admitancia  $Y_{ij}$  se puede obtener como la tensión del

puerto  $j$  ( $V_j$ ), con el resto de puertos en cortocircuito ( $V_k = 0$  para  $k \neq j$ ) y midiendo la corriente en cortocircuito del puerto  $i$  ( $I_i$ ).

$$Y_{ij} = \left. \frac{I_i}{V_j} \right|_{V_k=0 \text{ para } k \neq j} \quad (2.26)$$

Por lo general, los elementos de las matrices  $[Z]$  e  $[Y]$  serán números complejos. Además, en ocasiones la red de accesos puede ser recíproca o sin pérdidas. En estos casos, se puede decir que si la red es recíproca entonces, las matrices  $[Z]$  e  $[Y]$  serán simétricas, y por tanto  $Z_{ij} = Z_{ji}$  o  $Y_{ij} = Y_{ji}$ , pero no es necesario que el circuito sea simétrico para que las matrices lo sean. Por otro lado, si la red es sin pérdidas, entonces los elementos de las matrices  $[Z]$  e  $[Y]$  serán puramente imaginarios. Además, es evidente que tanto los parámetros  $[Z]$  e  $[Y]$  van a ser dependientes de la frecuencia.

Como se puede observar con esta descripción de circuitos en términos de impedancias, permite obtener circuitos equivalentes y aplicar las técnicas de Teoría de Circuitos para analizar cualquier circuito de microondas. Pero requieren realizar medidas con circuitos abiertos y cortocircuitos en cada plano de acceso, si se lleva a microondas, resulta difícil de implementar ya que se hace difícil la construcción de cortocircuitos o circuitos abiertos, ya que la terminación del acceso de alguna de estas formas puede provocar oscilaciones en el resto de accesos. Para resolver este inconveniente se va a definir la familia de parámetros de *Scattering* o de dispersión.

## 2.4. Parámetros de *Scattering* o de dispersión

Como se ha comentado anteriormente las impedancias, las tensiones y las corrientes no es posible medirlas de forma directa a frecuencia de microondas. Pero en cambio en alta frecuencia si es posible medir la potencia o las relación entre las magnitudes y fases de las ondas reflejadas y transmitidas en relación con las ondas incidentes. Precisamente los parámetros  $[S]$  se encargan de relacionar las ondas incidentes y reflejadas evitando que se tengan que hacer en cortocircuito o circuito abierto y en este caso los accesos se terminan con la impedancia característica. De esta forma los parámetros  $[S]$  son fundamentales para el estudio en los circuitos de microondas, por lo fácil que resulta realizar medidas frente a cualquier otro parámetros en alta frecuencia.

### 2.4.1. Matriz de dispersión en tensión

Se va a considerar una red de  $N$  puertos como la de la figura 2.3, donde  $V_n^+$  es la amplitud de la onda incidente de tensión del puerto  $n$  y  $V_n^-$  es la amplitud de

la onda reflejada de tensión del puerto  $n$ . La matriz de dispersión viene definida en función de las ondas incidentes y reflejadas de tensión como  $[V^-] = [S][V^+]$ , tal y como se muestra en 2.27.

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Los elementos de la diagonal principal de la matriz  $S$  se pueden obtener como se ilustra en 2.28. El parámetro  $S_{ii}$  representa el coeficiente de reflexión medido en la puerta  $i$ , cuando en el resto de las puertas no existe onda reflejada, es decir, el resto de puertas debe cargarse con la impedancia característica de los accesos. La impedancia característica se obtiene como se muestra en 2.29.

$$S_{ii} = \left. \frac{V_i^-}{V_i^+} \right|_{V_k^+ = 0, \text{ para } k \neq i} \quad (2.28)$$

$$Z_{Ci} = \frac{V_i^+}{I_i^+} \quad (2.29)$$

El resto de parámetros de la matriz se obtienen como se ve en la expresión 2.30. El resto de parámetros son los coeficientes de transmisión entre las puertas  $j$  e  $i$  cuando en el acceso  $i$  se presenta un generador y el resto de los accesos están terminadas con la impedancia característica de cada uno de los accesos.

$$S_{ji} = \left. \frac{V_j^-}{V_i^+} \right|_{V_k^+ = 0, \text{ para } k \neq i} \quad (2.30)$$

La forma de encontrar una relación directa entre los parámetros de la matriz  $[S]$  y las ganancias de transferencia, es conveniente trabajar con ondas de tensión normalizadas que se definen como se expone en 2.31 y en 2.32.

$$\overline{V_i^+} = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{Ci}}} \quad (2.31)$$

$$\overline{V_i^-} = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{Ci}}} \quad (2.32)$$

El módulo al cuadrado de estas ondas de tensión normalizadas es igual a la potencia de las ondas simples, ya sea incidente o reflejada. Por esta razón, también se conocen a las ondas de tensión normalizadas como *ondas de potencia*. Tan sólo se diferencian con las ondas de potencia por la constante de  $\frac{1}{2}$ , como se muestra en 2.33 y en 2.34.



$$P_i^+ = \frac{1}{2} \frac{|V_i^+|^2}{Z_{Ci}} = \frac{1}{2} |\overline{V_i^+}|^2 \quad (2.33)$$

$$P_i^- = \frac{1}{2} \frac{|V_i^-|^2}{Z_{Ci}} = \frac{1}{2} |\overline{V_i^-}|^2 \quad (2.34)$$

La razón de normalizar las ondas de tensión, es debido a que de esta manera las líneas de transmisión equivalentes en cada acceso se pueden definir con una impedancia característica igual a la unidad. La red no varía, lo único que cambia es la definición de las ondas de tensión y corriente equivalentes en los accesos. La matriz de dispersión se puede definir como se presenta en 2.35.

$$\begin{bmatrix} \overline{V_1^-} \\ \overline{V_2^-} \\ \vdots \\ \overline{V_N^-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_1^+} \\ \overline{V_2^+} \\ \vdots \\ \overline{V_N^+} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

El significado físico de los parámetros de la matriz [S] es el mismo que se ha indicado anteriormente. En este caso, al utilizar las ondas de tensión normalizadas, se deberá del mismo modo utilizar las mismas para obtener los distintos parámetros de la matriz [S]. Para el coeficiente de reflexión en los accesos de la red, se obtienen como se muestra en 2.36 y para obtener el resto de parámetros de la matriz que representan el coeficiente de transmisión entre puertas se expone en 2.37.

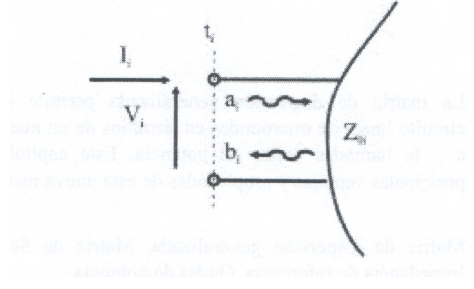
$$S_{ii} = \left. \frac{\overline{V_i^-}}{\overline{V_i^+}} \right|_{\overline{V_k^+}=0, \forall k \neq i} \quad (2.36)$$

$$S_{ij} = \left. \frac{\overline{V_i^-}}{\overline{V_j^+}} \right|_{\overline{V_k^+}=0, \forall k \neq j} \quad (2.37)$$

### 2.4.2. Matriz de dispersión generalizada

Se va a describir las relaciones existentes entre un nuevo juego de variables llamadas ondas de potencia, 'a' y 'b'. La impedancia de carga y la de la fuente va a tener un valor de 50  $\Omega$ , mientras que la impedancia que caracteriza el acceso va a ser la impedancia de referencia del acceso y se denomina  $Z_o$ .

En la figura 2.4 se representa el acceso  $i$  —ésimo de un circuito de N accesos, en el cual existen una corriente y una tensión definidas por  $I_i$  y  $V_i$  respectivamente. Además, están definidas las ondas de tensión y corriente denominadas  $a_i$  y  $b_i$  ligadas a la impedancia de referencia del acceso  $Z_{0i}$ , como se muestra en las expresiones 2.38 y 2.39. Estas ondas se definirán siempre  $a_i$  como entrante al acceso y las ondas

Figura 2.4: Ondas de potencia en el acceso  $i$  – *ésimo*. [17]

$b_i$  serán salientes del acceso. Además, tienen dimensiones de raíz cuadrada de la potencia, por lo que recibirán el nombre de ondas de potencia.

$$a_i = \frac{V_i + I_i Z_{0i}}{2 \sqrt{|\Re e [Z_{0i}]|}} \quad (2.38)$$

$$b_i = \frac{V_i - I_i Z_{0i}^*}{2 \sqrt{|\Re e [Z_{0i}]|}} \quad (2.39)$$

La matriz de *Scattering*, o matriz de dispersión queda definida si se conocen las impedancias de referencia de cada acceso ( $Z_{0i}$ ). La matriz queda definida como se muestra en 2.40.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Los parámetros de la diagonal de la matriz de dispersión se comportan del mismo modo que el coeficiente de reflexión en el caso de que en dicho acceso exista una línea de transmisión con una impedancia característica del mismo valor que la impedancia de referencia del acceso. De la misma forma, el resto de accesos del circuito deberán estar terminados con su impedancia de referencia. Si se desarrolla el elemento de la matriz anterior 2.40, para el acceso  $i$  y se observa que todas las ondas  $[a]$  de los accesos que están terminados con la impedancia de referencia se anulan, obteniendo la definición los parámetros de la diagonal como muestra 2.41.

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_j=0 \forall j \neq i} \quad (2.41)$$

Es evidente demostrar que si todos los parámetros de la diagonal de una matriz  $[S]$  son nulos, el circuito estará completamente adaptado, lo que implica que todas las cargas y generadores son de la misma impedancia que la impedancia de referencia

de cada acceso y en todos los accesos existe una adaptación en potencia.

El módulo al cuadrado de los parámetros de la diagonal proporcionan información acerca de la relación entre las potencias incidentes y reflejadas cuando en dicho se conecte un generador con impedancia interna del mismo valor que la impedancia de referencia del acceso y a su vez, el resto de los accesos están terminados con su impedancia de referencia.

$$|S_{ii}|^2 = \frac{|b_i|^2}{|a_i|^2} \bigg|_{a_j=0 \forall j \neq i} = \frac{P_{reflejada_i}}{P_{incidente_i}} \bigg|_{Z_G=Z_0} = \frac{P_{reflejada_i}}{P_{DG}} \quad (2.42)$$

El resto de parámetros de la matriz que están fuera de la diagonal van a representar el coeficiente de transmisión en tensión entre las puertas  $i$  y  $j$ . Para ello, se asume que el generador está conectado al acceso  $i$  y el resto de accesos están terminados con su impedancia de referencia. Al igual que antes, si se desarrolla el elemento de 2.40 para el acceso  $i$  y teniendo en cuenta que se anulan todas las ondas  $[a]$  de los accesos que están terminados con la impedancia de referencia. Se podrá expresar el parámetro  $S_{ji}$  como se muestra en 2.43.

$$S_{ji} = \frac{b_j}{a_i} \bigg|_{a_j=0 \forall j \neq i} \quad (2.43)$$

El valor del módulo al cuadrado del coeficiente de transmisión, representa la ganancia de transferencia ( $G_T$ ) de potencia entre las puertas  $i$  y  $j$  siempre que se terminen con su impedancia de referencia y el generador que se conecte tenga una impedancia interna igual a la impedancia de referencia del acceso al que se conecta. De esta forma se obtiene la expresión 2.44.

$$|S_{ji}|^2 = \frac{|b_j|^2}{|a_i|^2} = \frac{P_{entregada a j}}{P_{DG}} = G_T \quad (2.44)$$

### 2.4.3. Propiedades de la matriz $[S]$

A lo largo del capítulo se ha tratado de caracterizar circuitos de alta frecuencia, de una manera fácil y cómoda, que permitiera de forma clara las características de dicho circuito. Se ha visto como la forma más sencilla se obtenía a través de los parámetros  $[S]$ , que permiten realizar las medidas fácilmente y sintetizar la información para conseguir una visión general del circuito de microondas. En este apartado se va a presentar las propiedades fundamentales de la matriz de parámetros  $[S]$ .

1. La matriz de parámetros  $[S]$  presenta en su diagonal principal los parámetros relacionados con el coeficiente de reflexión. El resto de parámetros que se encuentran fuera de la diagonal, presentan el coeficiente de transmisión entre los accesos.

2. Las ondas  $a_i$  y  $b_i$  tienen dimensiones de raíz cuadrada de la potencia. Si el acceso en el que se encuentra conectado el generador, el mismo, presenta una impedancia que es igual a la impedancia de referencia del acceso, la potencia que se entrega a dicho acceso es la disponible en el generador.
3. Si el circuito es pasivo, el módulo de todos los elementos de la matriz  $[S]$  serán menores o iguales a la unidad.

$$|S_{ij}| \leq 1$$

4. Si la red es recíproca, es decir, no contiene elementos que funcionan de modo diferente en función del sentido de propagación tales como plasmas, ferritas, transistores, diodos, etc. La matriz de parámetros  $[S]$  que se obtenga de dicha red será simétrica, es decir, será igual a su traspuesta.

$$[S] = [S]^t$$

5. Si la red es pasiva y sin pérdidas, la matriz  $[S]$  será unitaria, es decir, la matriz inversa  $[S]^{-1}$  es igual a la traspuesta conjugada  $([S]^t)^*$ .

# Capítulo 3

## Guía de onda rectangular

Los medios de guía de onda son estructuras físicas, las cuales se encuentran limitadas por un conductor y generalmente se usan para conducir o guiar la energía entre distintas partes de un sistema. Las guías de onda rectangulares son uno de los tipos de líneas de transmisión que primero aparecieron para el uso de transporte de señales de microondas. La onda se propaga por el interior de la cavidad conductora, ya que sus paredes evitan que se pierda radiación al exterior. En este capítulo, se van a abordar los aspectos más importantes que presentan las guías de ondas rectangulares, que son las cuales se fundamenta este estudio. Además, según se avance el estudio se centrará en las guías de onda WR90, y en aspectos como la frecuencia de corte, longitud de onda en la guía que se verán más adelante. También en este capítulo, se estudiarán las características que presentan los elementos de dos y tres puertas, para en posteriores capítulos.

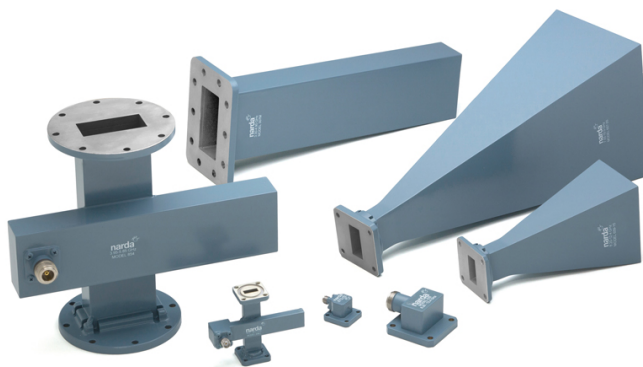


Figura 3.1: Elementos de guía de onda. [18]

Existe una larga variedad de elementos de guía de onda como acopladores, aisladores, atenuadores, detectores o líneas ranuradas que generalmente están disponibles comercialmente para diversas bandas de frecuencia comprendida entre 1 y 200 GHz. En la figura 3.1 se muestran algunos de los elementos de guía de onda estándar.

Debido a la tendencia actual de miniaturización e integración de los componentes, la mayoría de los circuitos de microondas se fabrica utilizando líneas de transmisión como las líneas microstrips en lugar de usar las guías de onda. Pero en los sistemas de alta potencia, en aplicaciones de onda milimétrica o los sistemas de satélite es necesario el uso de estos elementos.

En la guía de onda rectangular es posible propagar los modos TM y TE, pero como se mencionó en el apartado anterior, no puede propagar las ondas TEM, ya que sólo interviene un conductor. Para los modos TM y TE de una guía de onda rectangular existe una frecuencia de corte para la cual la propagación no es posible para frecuencias menores a dicha frecuencia de corte. La geometría de una guía de onda rectangular se muestra en la figura 3.2, donde el interior tiene un material con una permitividad eléctrica  $\epsilon$  y la permeabilidad magnética  $\mu$  determinada, dicho dieléctrico en nuestro caso será el aire.

En los siguientes apartados únicamente se hará referencia al modo fundamental o modo dominante de propagación para una guía de onda rectangular, siendo este modo dominante es el modo  $TE_{10}$ .

### 3.1. Modo Transversal Eléctrico en las guías de onda

El modo Transversal Eléctrico (TE) se caracteriza porque la componente longitudinal del campo eléctrico será  $E_z = 0$  y la componente longitudinal del campo magnético será  $H_z \neq 0$ . Se va a considerar una sección de guía de onda rectangular con dimensiones  $a$  y  $b$ , asumiendo siempre que  $a > b$ , cuyo interior existirá un dieléctrico con una permitividad eléctrica ( $\epsilon$ ) y una permeabilidad magnética ( $\mu$ ) determinadas.

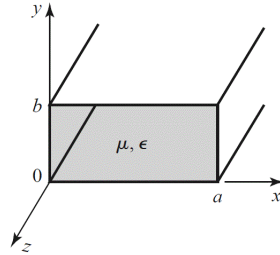


Figura 3.2: Sección de guía de onda rectangular. [16]

Atendiendo las premisas anteriores, a partir de las ecuaciones de onda 2.7 y 2.8 vistas en el capítulo anterior, se puede comprobar que 2.7 no tiene sentido analizar ya que,  $E_z = 0$ . Por tanto, la que toma interés es la 2.8, pero se va a trabajar con la

siguiente expresión 3.1 y obtener así una solución general dónde se podrán imponer las condiciones de contorno relativas al modo TE o TM.

$$\nabla^2 A_z(x, y) + k_c^2 A_z(x, y) = 0 \quad (3.1)$$

En ella se muestra la número de onda de corte  $k_c$  cuyo valor viene dado por  $k_c^2 = k^2 + \gamma^2$ . Como se ha comentado anteriormente, se ha optado por resolverlo para un campo electromagnético genérico que se propaga en la dirección longitudinal llamado  $A_z$ , para posteriormente particularizar la solución al modo transversal eléctrico.

Al tratarse de una estructura rectangular, como se muestra en la figura 3.2, se emplearán coordenadas cartesianas para resolverlo. De este modo, queda expresado como una ecuación en derivadas parciales, fácil de resolver aplicando métodos de separación de variables. Por tanto, el campo  $A_z$  se puede expresar como  $A_z(x, y) = X(x) \cdot Y(y)$ , siendo  $X(x)$  e  $Y(y)$  funciones que sólo dependen de  $x$  e  $y$  respectivamente. Si se realiza la sustitución en la ecuación de onda 3.1, se obtendría la expresión que se muestra en 3.2.

$$\frac{\partial^2 X(x)}{\partial x^2} \cdot Y(y) + X(x) \cdot \frac{\partial^2 Y(y)}{\partial y^2} + k_c^2 \cdot X(x) \cdot Y(y) = 0 \quad (3.2)$$

Si del mismo modo se descomponen  $k_c$  como función de su componente  $x$  e  $y$  de esta forma  $k_c^2 = k_x^2 + k_y^2$ , sustituyendo en 3.2 y a la vez dividiendo por  $X(x) \cdot Y(y)$  se puede separar en ecuaciones diferenciales independientes, para  $X(x)$  e  $Y(y)$ , como se muestra en 3.3 y 3.4.

$$\frac{\partial^2 X(x)}{\partial x^2} \cdot \frac{1}{X(x)} = -k_x^2 \quad (3.3)$$

$$\frac{\partial^2 Y(y)}{\partial y^2} \cdot \frac{1}{Y(y)} = -k_y^2 \quad (3.4)$$

La solución de las ecuaciones diferenciales anteriores serán de la forma  $X(x) = A \cos(k_x \cdot x) + B \sin(k_x \cdot x)$  e  $Y(y) = C \cos(k_y \cdot y) + D \sin(k_y \cdot y)$ , siendo A, B, C y D constantes complejas. La solución general del campo que se obtiene será  $A_z(x, y) = X(x) \cdot Y(y)$ , la ecuación 3.5 muestra el desarrollo del mismo.

$$A_z(x, y) = [A \cos(k_x \cdot x) + B \sin(k_x \cdot x)] \cdot [C \cos(k_y \cdot y) + D \sin(k_y \cdot y)] \quad (3.5)$$

Si a la solución general se le aplican las condiciones de contorno, obteniéndose así la solución de ecuación de onda para el modo TE. Dicha condición a aplicar es que la derivada de la componente longitudinal del campo magnético respecto a la normal de la superficie conductora vale cero, es decir,  $\partial H_z / \partial n|_{sup. cond.} = 0$ . Derivando

la expresión 3.5 se obtiene 3.6 y 3.7.

$$\frac{\partial H_z(x, y)}{\partial x} = [-A \cdot k_x \cdot \sin(k_x \cdot x) + B \cdot k_x \cdot \cos(k_x \cdot x)] \cdot [C \cos(k_y \cdot y) + D \sin(k_y \cdot y)] \quad (3.6)$$

$$\frac{\partial H_z(x, y)}{\partial y} = [A \cos(k_x \cdot x) + B \sin(k_x \cdot x)] \cdot [-C \cdot k_y \cdot \sin(k_y \cdot y) + D \cdot k_y \cdot \cos(k_y \cdot y)] \quad (3.7)$$

Las condiciones de contorno nos imponen además que  $\partial H_z / \partial x|_{x=0} = 0$ , lo que provoca que la constante compleja B será nula ( $B = 0$ ). De la misma forma, la  $\partial H_z / \partial x|_{x=a} = 0$  provoca que  $\sin(k_x \cdot a) = 0$ , para ello  $k_x = \frac{m\pi}{a}$ , siendo  $m = 0, 1, 2, \dots$

Del mismo modo para la componente  $y$ , para  $\partial H_z / \partial y|_{y=0} = 0$  se obtiene que la constante compleja D debe ser nula ( $D = 0$ ). Para  $\partial H_z / \partial y|_{y=b} = 0$  provoca que  $\sin(k_y \cdot b) = 0$ , por tanto  $k_y = \frac{n\pi}{b}$ , siendo  $n = 0, 1, 2, \dots$

Por tanto, el valor del campo magnético longitudinal en modo TE vendrá dado por la expresión 3.8, dicha expresión tiene solución para los valores de  $m$  y  $n$  que se consideren. Las soluciones para cada valor de  $m$  y  $n$  designarán cada uno de los modos  $TE_{mn}$ . Para obtener una solución válida,  $m$  y  $n$  no pueden ser ambas cero.

$$H_z(x, y) = A \cdot C \cdot \cos(k_x \cdot x) \cdot \cos(k_y \cdot y) = B_0 \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (3.8)$$

El valor del número de onda de corte  $k_c = 2\pi/\lambda_c$  viene dado por la expresión mencionada anteriormente  $k_c^2 = k_x^2 + k_y^2$ , en función de los valores de  $m$  y  $n$ . En la expresión 3.9 se puede observar el número de onda de corte  $k_{c_{mn}}$ . Definiendo así, la frecuencia de corte tal y como se muestra en 3.10.

$$k_{c_{mn}}^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (3.9)$$

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_{c_{mn}}}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \text{ (Hz)} \quad (3.10)$$

La constante de propagación se calcula como se expone en 3.11. Esta será imaginaria pura para todas las frecuencias en las que se cumpla que  $f > f_{c_{mn}}$ , es decir la frecuencia sea mayor que la frecuencia de corte. Por último, la constante de fase viene dada por la expresión 3.12.

$$\gamma_{mn} = \sqrt{k_{c_{mn}}^2 - k^2} = j\sqrt{k^2 - k_{c_{mn}}^2} \quad (3.11)$$



$$\beta_{mn} = \sqrt{k^2 - k_{c_{mn}}^2} = k \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{k_c}{k}\right)^2} \quad (\text{rad/m}) \quad (3.12)$$

### 3.1.1. Modo fundamental $TE_{10}$

En los apartados anteriores se ha referido que en las guías de onda rectangular el modo dominante o el primer modo confinado es el modo  $TE_{10}$ . Se trata de la frecuencia de corte más baja de todos los modos en las guía de onda rectangular y el confinamiento de los campos en su interior es de los más sencillos.

Si se opera en la expresión 3.10 para obtener la frecuencia de corte del modo  $TE_{10}$ . Para  $m = 1$  y  $n = 0$ , se puede observar como sólo depende de la dimensión mayor ( $a$ ) lo que permite que así, poder variar la dimensión menor con el fin de mejorar la atenuación.

$$f_{c_{TE_{10}}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (\text{Hz}) \quad (3.13)$$

En general, el dieléctrico del interior de la guía de onda es el aire, se asume a partir de este punto que la permitividad eléctrica ( $\epsilon_o$ ) y una permeabilidad magnética ( $\mu_o$ ) serán las propias del vacío. Es trivial entonces conocer la longitud de onda de corte a partir de la ecuación anterior. En las expresiones 3.14 se define la longitud de onda de corte y a partir de la misma se obtiene el número de onda de corte como se expone en 3.15.

$$\lambda_{c_{TE_{10}}} = \frac{c}{f_{c_{TE_{10}}}} = 2a \quad (3.14)$$

$$k_{c_{TE_{10}}} = \frac{2\pi}{\lambda_{c_{TE_{10}}}} = \frac{\pi}{a} \quad (3.15)$$

Es necesario conocer la longitud de onda en la guía que viene dado por la expresión 3.16, la cual está relacionada con la constante de fase para el modo  $TE_{10}$  comentada anteriormente en 3.12. Siendo  $\lambda$  la longitud de onda en el espacio libre, es decir, cuando no está encerrada por un conductor.

$$\lambda_{g_{TE_{10}}} = \frac{2\pi}{\beta_{TE_{10}}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{c_{TE_{10}}}}\right)^2}} = \frac{c}{f} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{TE_{10}}}}{f}\right)^2}} \quad (3.16)$$

### 3.1.2. Configuración de los campos

El modo dominante es el de la frecuencia de corte más baja en todos los modos de propagación en la guía de onda. La configuración de los campos será la más sencilla posible como se verá a continuación. Como se ha mencionado anteriormente,

por debajo de la frecuencia de corte no podrá darse la propagación, al excitar únicamente el modo dominante, se va a conseguir una propagación monomodo que irá comprendida entre los 6.562 GHz y los 13.123 GHz, frecuencia de corte del siguiente modo de propagación.

En la figura 3.3, se representan las líneas de campo en el interior de la guía de onda rectangular. Los trazos continuos representan la intensidad del campo eléctrico, mientras que con trazo discontinuo se representa la intensidad del campo magnético para el modo  $TE_{10}$  que es el que interesa en este estudio. El campo para el resto de los modos, se recoge en [16].

La propagación de dichos campos se da a lo largo del eje Z, según se muestra en la figura. En la misma se muestra cómo se distribuyen los campos eléctrico y magnético en función de los cortes con los planos, de ese modo, en 1 se puede observar el corte con el plano XZ, en 2 con el YZ y por último en 3 se muestra el corte con el plano XY.

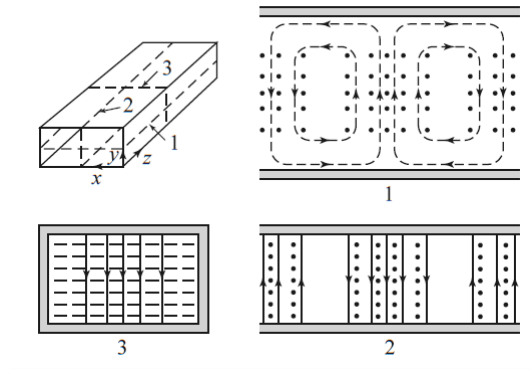
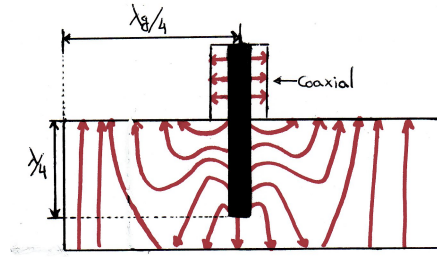


Figura 3.3: Líneas de campo de modo  $TE_{10}$ . [16]

### 3.1.3. Excitación del modo $TE_{10}$ en guía de onda

Para introducir y extraer la energía del interior de la guía de onda se ha optado por la opción de sondas eléctricas, que no es más que la prolongación del conductor central de un cable coaxial que se introduce a través de alguna de las paredes de la guía de onda.

En la figura 3.4 se muestra una representación de las líneas de campo en la unión del cable coaxial con la guía de onda. Al cerrar por un lado de la guía de onda se obliga a la energía a transmitirse en una sola dirección. Para tratar que haya adaptación de impedancias la sonda se deberá introducir a una distancia de  $\lambda_g/4$  de la pared del cierre de la guía, la distancia que se va a introducir la prolongación del coaxial será de  $\lambda/4$ .

Figura 3.4: Excitación del modo  $TE_{10}$ .

## 3.2. Elementos de dos puertas

En este y próximos subapartados se estudiarán algunos de los elementos de guía de onda. Se va a centrar el estudio en los elementos de dos puertas, pero existen elementos de una puerta tales como las cargas adaptadas o los cortocircuitos variables. En este caso, con la utilización de la impresora 3D se podría realizar una carga adaptada de variación lenta, pero se ha optado trabajar con elementos de dos o más puertas.

Entre los elementos de dos o más puertas existen las transiciones, atenuadores, desfases o los adaptadores stubs. Además, la propia sección de guía de onda se va a considerar elemento de dos puertas. De todos los que presentan mayor interés y los cuales requiere un estudio más calmado, son la transición de guía de onda - coaxial y las secciones de guía de onda, que como se verá al final del capítulo serán realizados mediante la impresión 3D.

Dichos elementos de dos puertas pueden ser analizados como un cuadripolo genérico el cual se va a caracterizar según su matriz de parámetros de Scattering respecto a la impedancia de referencia. Del mismo modo que se realizó en el capítulo 2, si se recuerda, los parámetros  $[S]$  revelan las propiedades fundamentales del circuito al que caracterizan, de tal forma que el parámetro  $S_{11}$  representará el coeficiente de reflexión a la entrada del circuito  $\Gamma_{IN}$  y el parámetro  $S_{22}$  el coeficiente de reflexión a la salida del circuito  $\Gamma_{OUT}$ . Por último, el módulo al cuadrado de los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{21}$ , esto sería  $|S_{12}|^2$  y  $|S_{21}|^2$  representan la ganancia de transferencia de potencia de la puerta uno a la puerta dos y de la puerta dos a la puerta uno respectivamente.

En el caso ideal por lo general, los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  se espera que sean nulos, de esta manera el circuito se encontraría adaptado a la entrada y la salida, mientras que los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{21}$  deberían tener como valor la unidad, con el fin de obtener la máxima ganancia de transferencia de potencia entre los accesos. En un caso real, esto no se puede llegar a dar, pero se le aproxima en la manera de lo posible. Por tanto la matriz de parámetros  $[S]$  que se espera es como la que se muestra en 3.17 en unidades naturales.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

### 3.2.1. Transición guía onda - coaxial

Aunque se considere un dispositivo de dos accesos, en este caso los parámetros que cobran mayor interés son el  $S_{11}$  o el  $S_{22}$ , ya que la transición guía de onda - coaxial es la encargada tanto de introducir la energía al sistema de guía de onda, como de detectar dicha energía en otro punto del sistema. Como se ha comentado anteriormente, para excitar el modo fundamental se va a prolongar el conductor central del coaxial, que actúa como una pequeña antena la cual radia en el interior de la guía. Por esta razón los parámetros  $S_{11}$  o  $S_{22}$  son los que más importan, ya que proporcionará información del coeficiente de reflexión y de cómo de adaptada esté la transición para las distintas frecuencias dentro del rango de la WR90.

Como se ha comentado anteriormente, este parámetro  $S_{11}$  o  $S_{22}$  interesa que sea lo más cercano a cero posible, dentro del rango de frecuencias que se trabaja con la WR90 que va desde los 8 GHz a los 12.4 GHz, pero la adaptación «óptima» se produce en una determinada frecuencia y sus armónicos. en esta adaptación suele darse que el resto de parámetros,  $S_{12}$  y  $S_{21}$  se produzca la máxima transferencia de potencia.

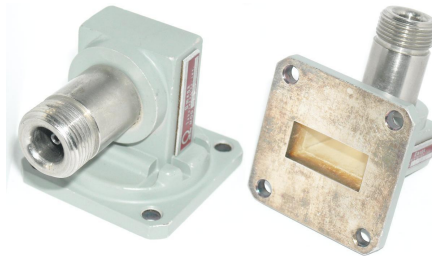


Figura 3.5: Transición guía de onda - coaxial. [19]

Estas transiciones pueden incorporar otros tipos de conectores para introducir la señal a la sonda, cómo el conector N que se muestra en la figura 3.5, pero puede incorporar otro distinto como el SMA, para guías en las que se trabaje a mayor frecuencia, ya que es más pequeño. En el próximo apartado se va a presentar la sección de guía de onda, siendo una prolongación de la guía y por dónde se propagará la energía hacia la salida.

### 3.2.2. Sección de guía de onda

Como se puede observar en la figura 3.6 se identifican claramente las dos puertas. Como se ha comentado anteriormente no tiene sentido la sección de guía de onda

sin que tenga una transición en cada acceso, ya que las secciones se comportan como prolongaciones de las transiciones de guía-coaxial y por la que se propaga la energía por su interior. Al igual que antes, el parámetro más importante en este caso es el  $S_{12}$  y  $S_{21}$  que proporcionan información acerca de la transferencia de potencia entre las puertas.

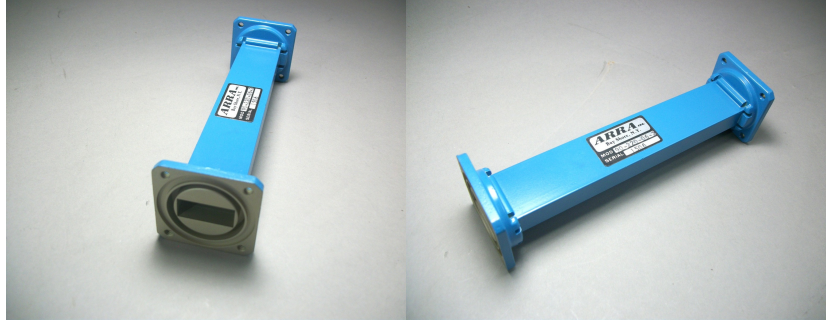


Figura 3.6: Sección de guía de onda. [20]

Se va a pretender que estos parámetros,  $S_{12}$  y  $S_{21}$ , sean lo más próximo a uno como se mostró anteriormente, ya que esto indicará que se está produciendo la máxima transferencia de potencia entre las puertas. Hay multitud de secciones en el mercado de distintas longitudes, para las necesidades que se precisen. Además, ha secciones que son flexibles, lo que permiten flexionarlas y que adapten la curvatura que se desee.

### 3.3. Elementos de más de dos puertas

En el apartado anterior se ha repasado los elementos de dos puertas que tienen importancia en este estudio. En este apartado se van a estudiar las redes recíprocas de tres accesos, concretamente la T plano H y la T plano E, que serán los elementos que se tratarán de realizar mediante la impresora 3D.

La matriz de parámetros  $[S]$  para una red tres accesos, vendrá definida por una matriz cuadrada de dimensión  $3 \times 3$ . Una característica fundamental de las redes de tres accesos es que no puede estar completamente adaptada, ya que se trata de una red recíproca y sin pérdidas. Por esta razón se puede pensar que el uso de estos dispositivos puede estar limitado, concretamente para monitorizar potencias o divisores.

De los parámetros de la matriz  $[S]$  van a representar el coeficiente de reflexión el  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  y  $S_{33}$  para cada uno de los accesos, mientras que el resto de parámetros  $S_{ij}$  muestran la información acerca de la transferencia de potencia entre accesos. La matriz de parámetros  $[S]$  para la T plano H y la T plano E son ligeramente distintas, por lo que se ha optado por definir dichas matrices para cada caso.

### 3.3.1. T plano H

La intersección T plano H o también conocida como T paralelo, es una red de tres accesos, dónde el puerto 3 se conoce como brazo plano H y los puertos 1 y 2 como los brazos coplanares, como se muestra en la figura 3.7. Si el puerto 3 se le introduce la señal, esta señal se reparte equitativamente entre los brazos coplanares. Generalmente esta señal que se introduce a través del brazo H, a la salida por los brazos coplanares se encuentra en fase en ambos brazos. La matriz de parámetros  $[S]$  que se obtiene con esta configuración se muestra en 3.18.

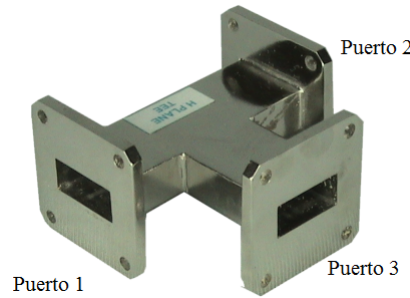


Figura 3.7: T plano H. [21]

$$[S] = \begin{bmatrix} \alpha & \beta & \beta \\ \beta & \alpha & \beta \\ \beta & \beta & \alpha \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

El campo eléctrico en el interior de la T plano H puede verse en la figura 3.8, en ella la señal se puede ver como se reparte por igual entre los brazos coplanares. Si se presta atención a la figura, se puede observar que en la pared frente al puerto 3 se encuentra un poste u obstáculo que va a permitir tener una adaptación en los accesos, esta es una versión de la solución que se ha optado llevar a cabo, como se verá en el capítulo 4.

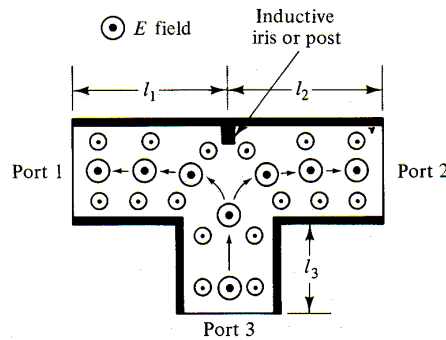


Figura 3.8: Campo en el interior de la T plano H. [22]

### 3.3.2. T plano E

La T plano E se trata de una configuración de guía de onda de tres puertos como se muestra en la figura 3.9, también se conoce como T serie. El puerto 3 se conoce como brazo E y los puertos 1 y 2 como los brazos coplanares.

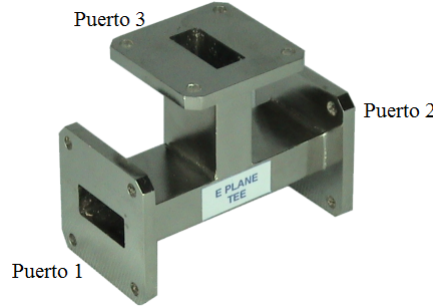


Figura 3.9: T plano E. [21]

Si se realiza un corte lateral de la T plano E, se observaría el campo eléctrico en su interior como el que se muestra en la figura 3.10, en esta figura la señal se introduce a través del puerto 3. Al tratarse de una unión simétrica, la potencia que se distribuye por los brazos coplanares de forma equitativa, hay que tener en cuenta que por el puerto 2 el campo eléctrico se encuentra en contra fase con respecto a la del puerto 1, que se encuentra en fase con respecto al puerto 3. La matriz de parámetros  $[S]$  de este elemento se muestra en 3.19.

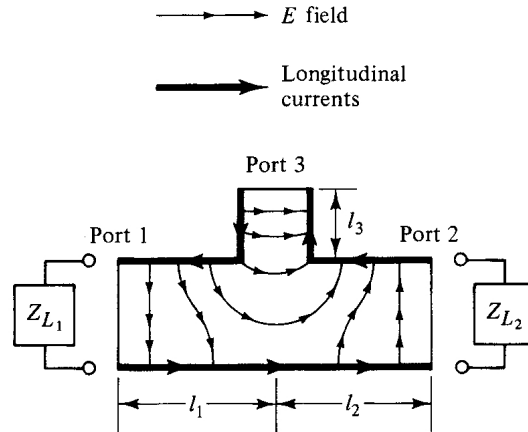


Figura 3.10: Campo en el interior de la T plano E. [22]

$$[S] = \begin{bmatrix} \alpha & \gamma & \gamma \\ \gamma & \alpha & -\gamma \\ \gamma & -\gamma & \alpha \end{bmatrix} \quad (3.19)$$





# Capítulo 4

## Simulación

Una vez que se han mostrado todos los elementos que se van a tratar en este estudio, se va a proceder a realizar una simulación de los elementos bajo el software CST DESIGN ENVIRONMENT [23]. Esta simulación permitirá realizar la adaptación de uno de los brazos de la T descritas en el capítulo anterior.

CST DESIGN ENVIRONMENT [23] es un software de simulación electromagnética. Se compone de una herramienta de diseño y optimización de dispositivos que operan en alta frecuencia. En los análisis se pueden incluir efectos térmicos o mecánicos, así como obviamente la simulación del circuito. Como se ha comentado, nos va a interesar un análisis para obtener los parámetros [S] y observar el comportamiento para posteriormente comparar los resultados que se obtengan en el capítulo 6.

### 4.1. Guía de onda

Antes de introducir el estudio en los elementos T serie o T paralelo, es conveniente que se analice el comportamiento de un tramo de sección de guía de onda, con las respectivas transiciones de guía coaxial para comprobar en la simulación que el análisis de los parámetros [S] que se obtenga coincida con el que se espera teóricamente. Para ello, es fundamental tener claro dónde colocar la sonda que se introduce en la guía, así como la profundidad de la misma. Como se ha mencionado en capítulos anteriores, tal y como se muestra en la figura 3.4, se ilustra la dirección que lleva el campo y la posición correcta de la sonda para que se produzca una correcta adaptación.

Para crear la cavidad de la guía se ha optado por definir el fondo del modelo como material conductor (PEC) y los elementos serán de material vacío (Vacuum). De esta forma el interior de la guía es el vacío perfecto como se muestra en la figura 4.1, que representa el interior de la cavidad. Se puede observar que se han situado los accesos de la guía, siendo los monopolos se sitúan a una distancia de  $\lambda_g/4$  del

fondo de la guía y el coaxial tendrá una profundidad de  $\lambda/4$ . Se ha extendido hacia el exterior para incorporarle un material dieléctrico para simular el dieléctrico del conector.

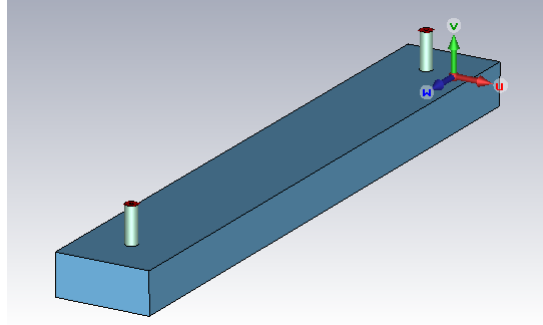


Figura 4.1: Guía de onda en CST.

Una vez que se ha diseñado el modelo, se añaden los puertos y el modelo está listo para realizar el análisis tanto en el dominio del tiempo o de la frecuencia para obtener así los parámetros [S] del conjunto. En este caso se ha realizado un análisis en el dominio de la frecuencia obteniendo la familia de parámetros [S] correspondiente a una red de dos accesos y cuyos resultados en función de la frecuencia se muestran en la figura 4.2.

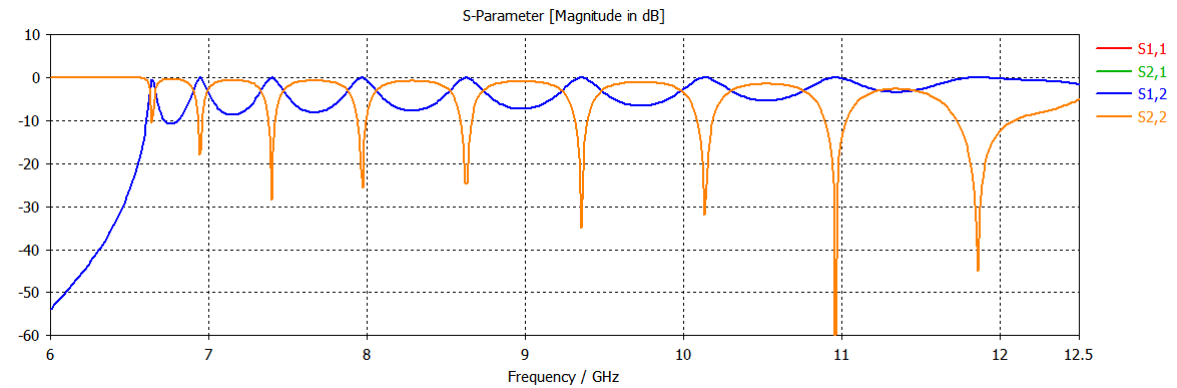


Figura 4.2: Parámetros [S] guía de onda.

En la figura 4.2 se puede observar que los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{21}$  son idénticos, al igual que los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , esto es debido a que la guía de onda que se está simulando es un elemento recíproco y simétrico. Se puede percibir como a partir de la frecuencia de corte, que en el capítulo 3 se mencionó que se encontraba en 6.562 GHz, se excita el modo fundamental TE<sub>10</sub> de la guía rectangular WR90. Además, se muestra como los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  a lo largo de la frecuencia se hacen mínimos, lo que quiere decir la máxima adaptación y permiten que no exista onda reflejada, coincidiendo así con los máximos de los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{21}$  que marcan 0 dB haciendo que exista una máxima transferencia de potencia entre los accesos.

Se puede decir, que la zona óptima de trabajo para este elemento se encuentra dónde los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  sean mínimos, que si se observa la figura 4.2 se encuentran sobre 7.4 GHz, 8 GHz, 8.6 GHz, 9.3 GHz, 10.1 GHz. Las que se han mencionado son zonas estables en las cuales únicamente se está excitando el modo TE<sub>10</sub>, no es bueno trabajar cerca de la frecuencia de corte, al igual que tampoco conviene trabajar cerca de los 12 GHz, ya que se encuentra cerca de la frecuencia de corte del siguiente modo.

## 4.2. T plano H

A lo largo de este apartado se mostrará la simulación que se ha realizado para las distintas pruebas que se han llevado con el elemento de tres accesos T plano H o T paralelo. En este caso, se va mostrar el proceso que se ha llevado a cabo a la hora de tratar de realizar la adaptación de los accesos.

### 4.2.1. T plano H no adaptada

La intersección T plano H o T paralelo es una red de tres accesos, en la que la potencia se va a repartir por igual a través de los brazos coplanares. Es importante destacar que al tratarse de una red de tres accesos, la adaptación se va a producir, como mucho, en dos de sus accesos, quedando uno de los accesos sin adaptar.

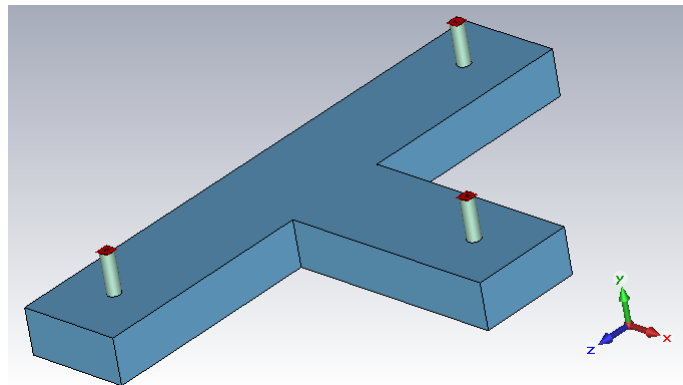


Figura 4.3: T plano H.

En la figura 4.3, se muestra el modelo que se ha realizado para llevar a cabo la simulación. Se puede ver que se trata de una sección de guía de onda de longitud  $A$ , a la que se le ha añadido, como el brazo plano H, una sección de guía con una longitud  $A/2$ , esta medida ha sido tomada de las hojas de características de los modelos, se pueden consultar en el Apéndice A. La disposición de los accesos se ha dispuesto según se muestra en la figura 3.7 del capítulo anterior.

Tras el análisis de parámetros  $[S]$ , se obtiene como resultado la familia de parámetros en función de la frecuencia. En este caso, como se muestra en la figura 4.4, al ser una red de tres accesos, el número de parámetros será el cuadrado del número de accesos, es decir, un total de nueve. Pero al tratarse de un elemento simétrico, parte de los parámetros son iguales.

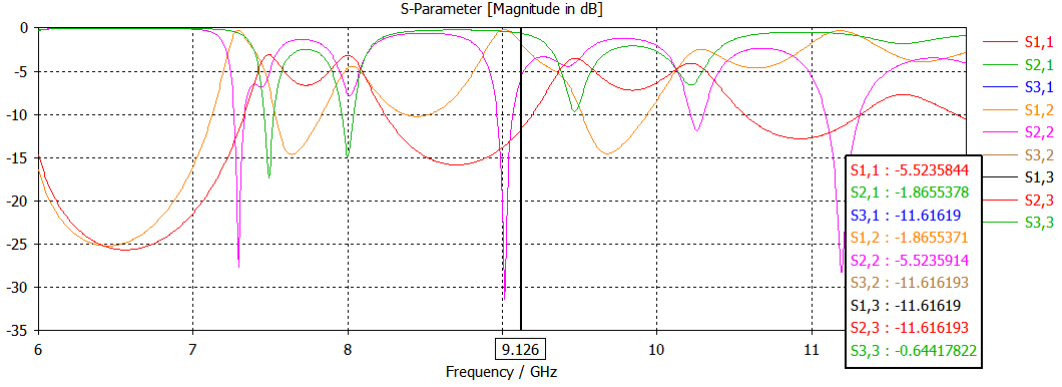


Figura 4.4: Parámetros  $[S]$  T plano H.

En la figura 4.4, se observa como los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  marcados en fucsia tienen el mismo comportamiento, mientras que el  $S_{33}$  en verde, difiere su comportamiento respecto de los anteriores. Se puede decir entonces, que el acceso tres, que en este caso se trata del brazo plano H, se encuentra desadaptado respecto a los brazos coplanares. Respecto a los parámetros de transferencia entre los accesos, se puede decir que entre los brazos coplanares ( $S_{12}$  y  $S_{21}$ ) mostrado en naranja, la transferencia es la misma debido a la adaptación de los accesos, mientras que con la transferencia con respecto al brazo plano H ( $S_{13}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{31}$  y  $S_{32}$ ) los cuales se muestran en rojo difieren mucho debido a la desadaptación que se produce en el brazo plano H.

#### 4.2.2. T plano H adaptada

Como se ha mostrado en el apartado anterior, el brazo plano H se encuentra desadaptado, haciendo que los accesos no reciban la misma energía entre ellos, esto hace que parte de la energía que se introduzca por el brazo plano H, sea reflejada al no estar adaptado y a los brazos coplanares no se propague la máxima potencia. En este apartado se va a tratar de buscar una solución para que se produzca una adaptación de todos los accesos de la intersección, así como la máxima transferencia de potencia entre cada acceso.

Para tratar de obtener la solución hay que someter a la intersección T plano H a una serie de cambios. El resultado se muestra en la figura 4.5, donde se puede ver que el cambio más significativo ha sido que se le ha introducido un obstáculo cilíndrico, de

aproximadamente 6 mm de radio, entre los brazos coplanares sin perder la simetría del conjunto. Además, se ha extendido el brazo plano H ligeramente haciendo que la longitud de este brazo sea aproximadamente  $0,7 \cdot A$  y no  $A/2$  como ocurría antes. Esto ha sido resultado de varias pruebas y optimizaciones, con distintas formas de los obstáculos e incluso posiciones del mismo.

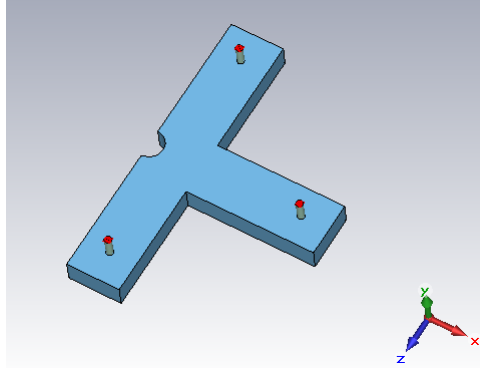


Figura 4.5: T plano H adaptada.

El resultado del análisis de parámetros  $[S]$  en función de la frecuencia, se muestra en la figura 4.6. Se puede observar cómo al igual que antes, el parámetro  $S_{33}$  representado en verde, no tiene el mismo comportamiento que tienen los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  representado en color fucsia, pero trata de imitarlo en la mayoría de lo posible, es decir, no se produce una adaptación completa, pero sí parcial. Al igual ocurre con los parámetros de transferencia para los cuales, los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{21}$  tienen el mismo comportamiento el cual se muestra en naranja, mientras que los  $S_{13}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{31}$  y  $S_{32}$ , mostrados en rojo, con el mismo comportamiento tratan de ser más parejos con los anteriores.

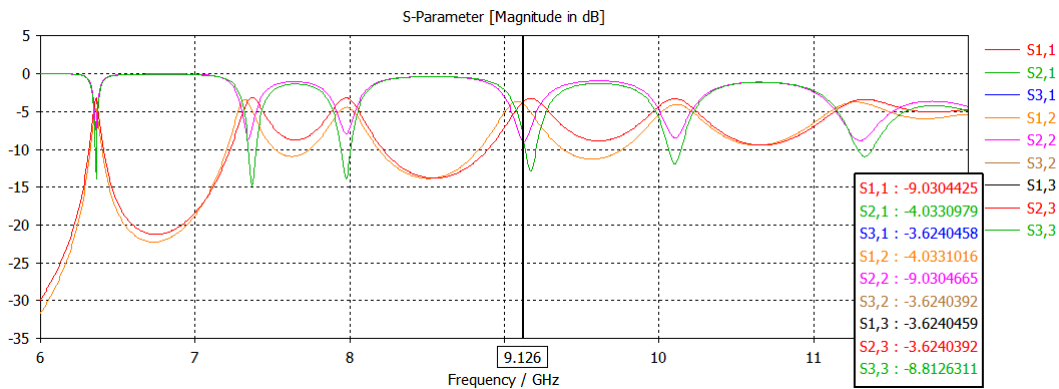


Figura 4.6: Parámetros  $[S]$  T plano H adaptada.

En la tabla 4.1 se recogen los resultados más relevantes obtenidos en las figuras 4.4 y 4.6. De esta manera se pueden comparar de forma clara.

Parámetro	T plano H ( $f = 9,126 GHz$ )	T plano H adaptada ( $f = 9,126 GHz$ )
$S_{11}$	$-5,52 dB$	$-9,03 dB$
$S_{33}$	$-0,64 dB$	$-8,81 dB$
$S_{21}$	$-1,87 dB$	$-4,03 dB$
$S_{23}$	$-11,61 dB$	$-3,62 dB$

Tabla 4.1: Resumen de resultados T plano H y T plano H adaptada.

### 4.3. T plano E

En este último apartado del capítulo se va a mostrar la simulación del elemento de tres accesos T plano E o T serie. Al igual que antes, se mostrará el proceso que se ha llevado a cabo en el proceso de adaptación de los accesos, así como los resultados obtenidos.

#### 4.3.1. T plano E no adaptada

La T serie o T plano E, es una red de tres accesos como la mencionada en el apartado anterior. En ella la potencia se va a repartir a los brazos coplanares cuando se inyecte a través del brazo plano E. Al igual que antes, al menos uno de los accesos quedará sin adaptar.

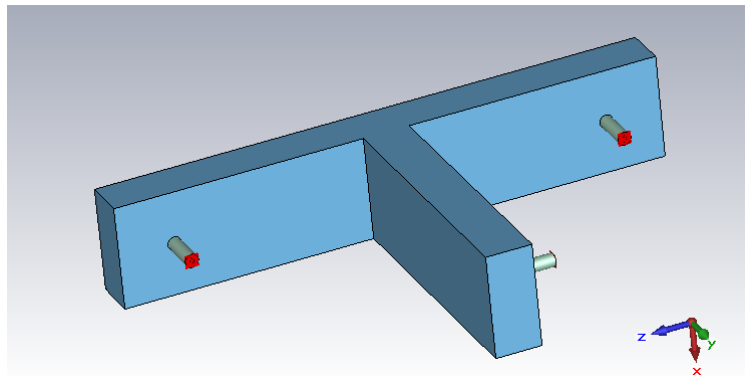


Figura 4.7: T plano E.

La figura 4.7 muestra como se ha diseñado el modelo, en el cual se ha seguido las hojas de características que se pueden consultar en el apéndice A. La longitud de los brazos coplanares será de  $A$ , a la que se le ha añadido el brazo plano E de longitud  $A/2$ . La disposición de los accesos se ha dispuesto según se muestra en la figura 3.9 del capítulo anterior.

Se realiza igual que antes el análisis de parámetros  $[S]$ , dónde se obtiene como resultado la familia de parámetros en función de la frecuencia. En este caso, como se muestra en la figura 4.8, al ser una red de tres accesos, el número de parámetros será el cuadrado del número de accesos, es decir, un total de nueve. Pero al tratarse de un elemento simétrico, parte de los parámetros son iguales.

En la figura 4.8, se puede observar como los de nuevo el coeficiente de reflexión de los accesos 1 y 2 en fucsia tienen el mismo comportamiento, mientras que el coeficiente de reflexión del acceso 3, representado en verde, se comporta de forma diferente, aunque en este caso se asemeja al comportamiento del coeficiente de reflexión acceso 1 y 2. En cuanto a la transferencia de potencia entre los accesos, se aprecia como entre los accesos 1 y 2 son iguales, representados en naranja, mientras que con la transferencia entre los accesos 1 y 2 al acceso 3, representada en rojo, es distinta y ligeramente menor que la anterior, pero tiene un comportamiento muy parejo.

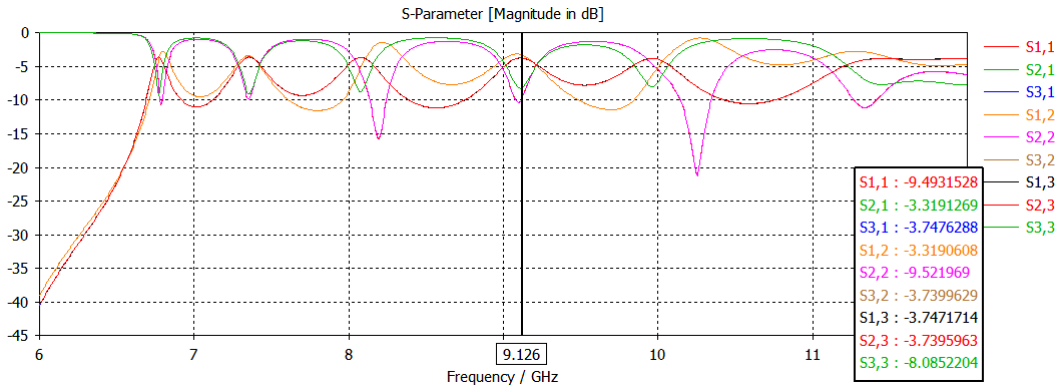


Figura 4.8: Parámetros [S] T plano E.

#### 4.3.2. T plano E adaptada

Al igual que ocurría con la T plano H, en la T plano E el brazo plano E se encuentra desadaptado, esto provoca que los accesos no reciban la misma potencia entre ellos.

La solución que se ha llevado a cabo en este caso, es similar a la de la intersección T plano H. En ella se sitúa un obstáculo en proporción con la medida  $b$  de la guía de onda, situándolo entre los brazos coplanares sin perder la simetría. El radio del obstáculo es de 2.25 mm aproximadamente, en este caso, el brazo plano E no se ha modificado en longitud, conservando la proporción  $A/2$ , siendo  $A$  la suma de longitud de los brazos coplanares. El resultado de las modificaciones se muestra en la figura 4.9.

El resultado del análisis de parámetros [S] en función de la frecuencia, se muestra en la figura 4.10. Se puede observar cómo en torno a las frecuencias de 7.5 GHz y 9 GHz hay una adaptación completa de los tres accesos, ya que tanto los coeficientes de reflexión ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$  y  $S_{33}$ ) como los coeficientes de transferencia ( $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{31}$  y  $S_{32}$ ) tienen el mismo comportamiento respectivamente a esas frecuencias.

En la tabla 4.2 se recogen los resultados más relevantes obtenidos en las figuras

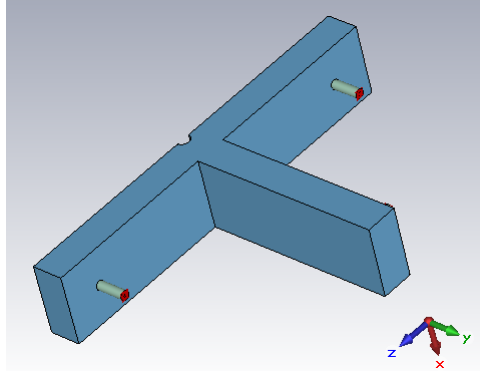


Figura 4.9: T plano E adaptada.

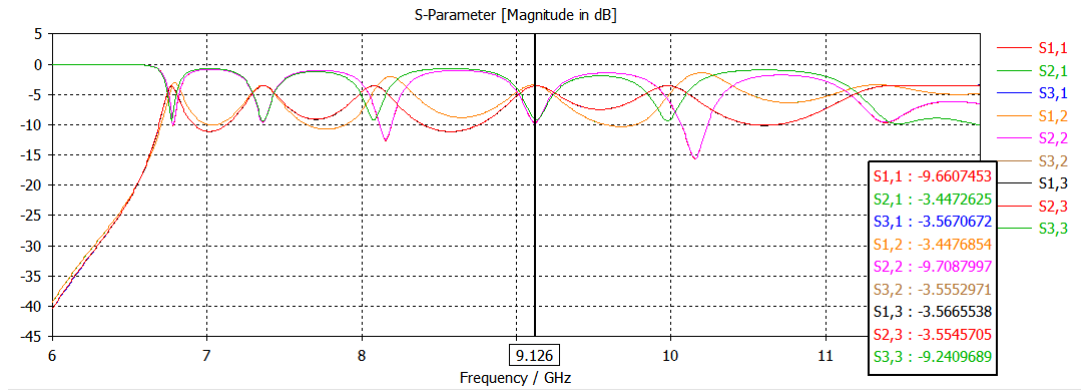


Figura 4.10: Parámetros [S] T plano E adaptada.

4.8 y 4.10. De esta manera se pueden comparar de forma clara.

Parámetro	T plano E ( $f = 9,126 \text{ GHz}$ )	T plano E adaptada ( $f = 9,126 \text{ GHz}$ )
$S_{11}$	$-9,49 \text{ dB}$	$-9,66 \text{ dB}$
$S_{33}$	$-8,08 \text{ dB}$	$-9,24 \text{ dB}$
$S_{21}$	$-3,32 \text{ dB}$	$-3,44 \text{ dB}$
$S_{23}$	$-3,74 \text{ dB}$	$-3,55 \text{ dB}$

Tabla 4.2: Resumen de resultados T plano E y T plano E adaptada.



# Capítulo 5

## Diseño y elaboración

En este capítulo se abordará todo aquello relacionado con los diseños que se van a llevar a cabo. Además se descubrirá el proceso que se sigue a la hora de preparar el diseño para la impresión. También se verán los materiales conductivos con los que se ha experimentado, y por último se presentarán todos elementos impresos para las pruebas. Es importante destacar que los diseños se han llevado a cabo con el software libre multi-plataforma OpenSCAD [24], pero de igual manera se puede utilizar cualquier otro programa de diseño asistido por computadora (CAD) como FreeCAD [25] o AutoCAD [26], tan sólo es necesario que el formato en el que se exporte el diseño final sea estero litográfico (.stl), para posteriormente prepararlo para la impresión.

OpenSCAD utiliza código para crear los diseños, se ha tratado que los diseños se encuentren parametrizados, de tal forma que se pueda realizar cualquier tipo de modificaciones con sólo cambiar algunos de los parámetros. Además, es una herramienta que está muy documentada y puede ofrecer multitud de posibilidades, a pesar de no ser un programa gráfico, sino que se debe escribir código para poder realizar los distintos elementos, similar a otros lenguajes de programación como C.

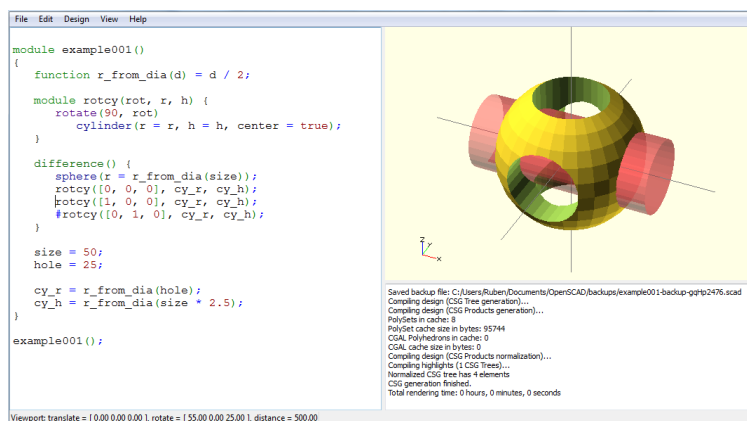


Figura 5.1: Interfaz del programa OpenScad.

## 5.1. Diseño de los elementos de guía de onda

Los elementos de guía de onda que se han diseñado se han tomado para el modelo WR90, en el que se conocen las medidas interiores que son 0.9 x 0.4 pulgadas. Para poder realizar el diseño con OpenSCAD es necesario introducir las medidas en milímetros, pero si se tiene en cuenta que 1 pulgada equivale a 25.4 mm se puede obtener las medidas de la guía en milímetros que serán las que se introducirán en nuestro diseño.

Además, se ha tenido en cuenta algún modelo comercial como los que se pueden encontrar en el Apéndice A. Esto ayuda en parte a conocer y ajustar mejor los orificios de la guía para así conseguir que coincidan con las del laboratorio y poder probar combinaciones de las mismas.

Para modificar el diseño y ajustar cualquiera de los parámetros en el Apéndice C dónde se encuentra el código para poder utilizarlo con la herramienta OpenScad. El código está comentado de forma clara para realizar las modificaciones.

### 5.1.1. Transición guía-coaxial

Para el diseño de la transición de guía se ha tenido en cuenta la colocación correcta de la sonda, haciendo en el mismo diseño un orificio para así poder realizar la colocación de la misma de forma más sencilla y precisa que si se hiciera a mano. Esto se va a realizar tal y como se mostró en capítulos anteriores, para así conseguir una máxima adaptación, como se muestra en la figura 5.2.

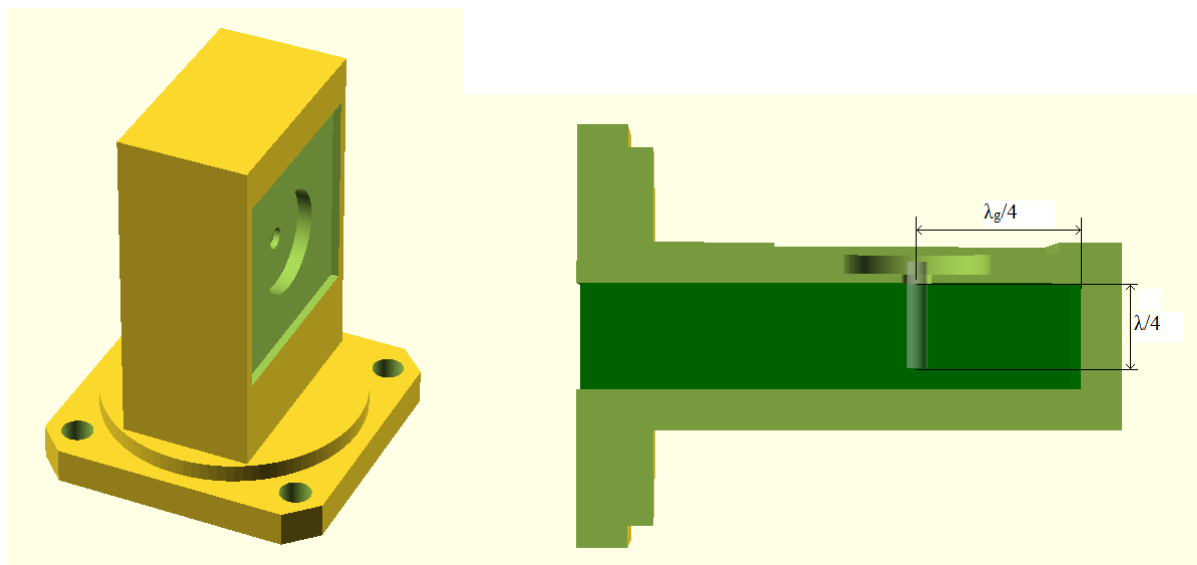


Figura 5.2: Diseño de adaptador guía-coaxial

Para poder manejar mejor y tratarlo posteriormente para realizar un metalizado mediante cinta adhesiva de cobre o aluminio, se ha optado por descomponer el

modelo final en partes que se puedan imprimir y permitan tener una mejor calidad. Los cortes serán con el plano Y y el plano X a la altura del fondo de la guía de onda, como se muestra en la figura 5.3. Hay que tener en cuenta que, como se ha comentado anteriormente, en el modelado por deposición fundida se van creando capas a lo largo que se aumenta en altura en el eje Z. Por eso es importante tener en cuenta que los voladizos en el proceso de impresión sufren deformaciones, ya que no tienen superficie debajo en la que poder depositarse, por esta razón a la pared situada a  $\lambda_g/4$  de la sonda se le va a realizar un corte con el eje Z a esa altura para evitar deformaciones.



Figura 5.3: Cortes de los planos Y y Z del Adaptador.

En los primeros diseños se realizó un diseño para soportar en conector N para introducir la señal a través de la sonda, pero se tuvo que desechar el diseño, debido a que a través del plástico la sonda radiaba energía, haciendo que el funcionamiento no fuera el correcto. En este último diseño se ha reducido la parte del soporte para así evitar las pérdidas por radiación que se puedan producir.

### 5.1.2. Sección de guía de onda

La sección no tiene demasiada complicación en cuanto al diseño se refiere, ya que a partir de la transición se puede obtener fácilmente. Lo crítico de este modelo es la longitud del mismo, debido a que con la impresora está limitada a una altura determinada, que será de 180 mm aproximadamente. Una forma de solucionar esto, dividirla por partes al igual que se hizo anteriormente. Para evitar voladizos, se va a realizar esa división justo por la mitad, de este modo imprimiendo dos mitades se

obtendrá la sección completa. Hay que tener en cuenta que se va a tratar de realizar el mínimo de cortes posible que permita forrar su interior de forma cómoda. Por este motivo con un sólo corte se puede forrar el interior de forma cómoda.

El código se encuentra en el Apéndice C, y se trata de un modelo más sencillo que el anterior. Además, se ha creado un módulo para sólo introducir la longitud deseada para la sección que se quiera crear expresada en centímetros. De esta forma para la guía WR90 es más sencillo realizar el diseño.

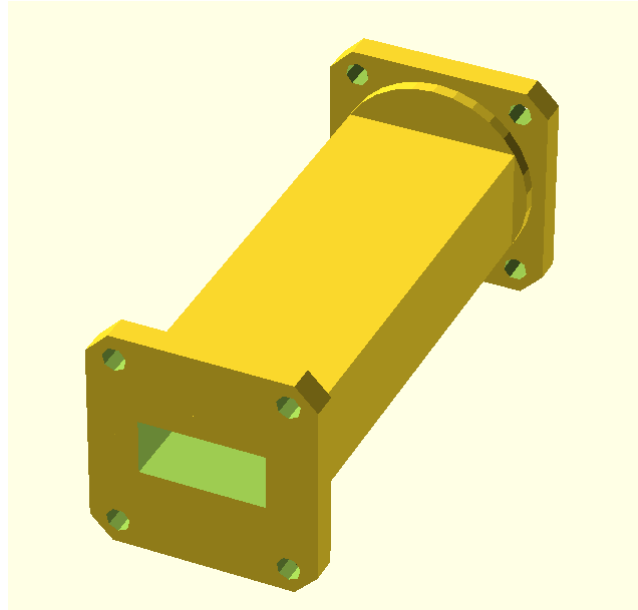


Figura 5.4: Diseño sección guía de onda.

### 5.1.3. T plano H

Al igual que antes, a partir del diseño de la sección de guía de onda es fácil realizar el diseño de la T plano H. Para ello se va a abrir un orificio en un lateral en el centro de la sección de la guía de onda anterior y en ese punto se deberá incluir otro tramo de sección para conseguir el brazo H y los coplanares. De esta forma se obtiene el diseño que se muestra en la figura 5.5.

El diseño de la T plano H adaptada es el que ha simulado en el capítulo anterior, por tanto se exportan las medidas para replicarlo, con un obstáculo cilíndrico en el medio tal y como se muestra en la figura 5.6, de esta manera estaría completo el modelo para poder imprimirlo. Pero antes, es necesario prepararlo para la impresión, haciendo unos cortes al diseño, el primero será el de la unión del brazo H, mientras que el segundo se realizará como en la sección de guía de onda, obteniendo dos mitades idénticas. De esta forma el diseño está preparado para imprimirlo.

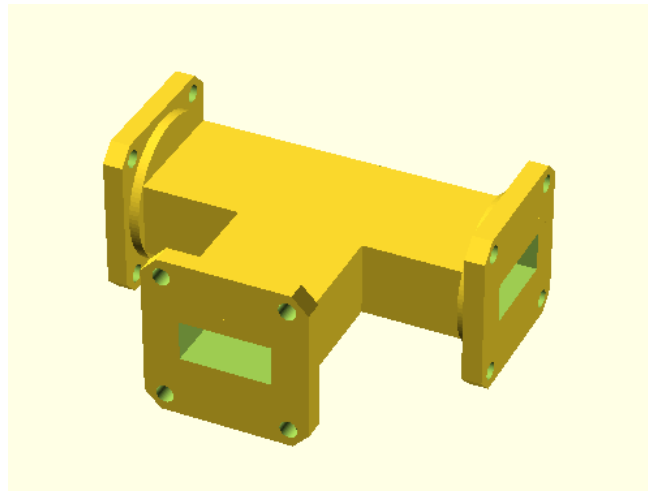


Figura 5.5: Diseño T plano H adaptada.

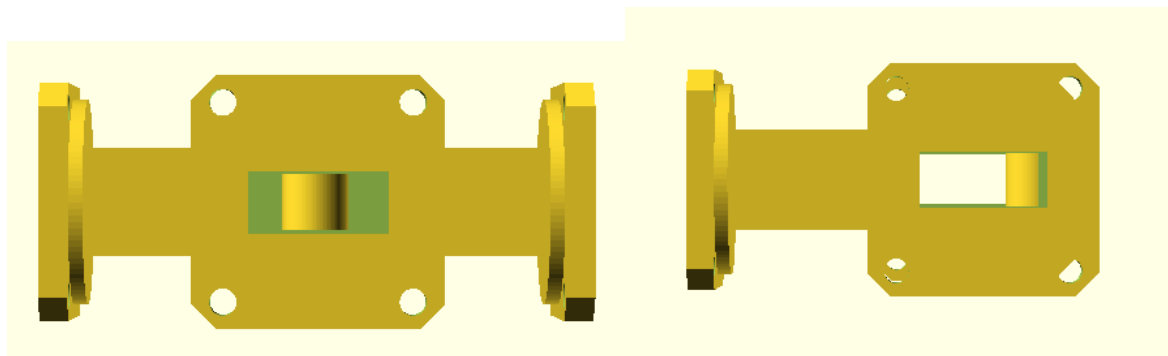


Figura 5.6: Obstáculo para adaptación.

#### 5.1.4. T plano E

Por último, el diseño de la T plano E no tiene mayor dificultad que el anterior. Al igual que antes, se creará un orificio a la sección de guía de onda, pero en este caso será por la parte más ancha de la sección de guía para colocar en ese punto el brazo E. El diseño final se muestra en la figura 5.7.

Al igual que antes, se va a tratar de trasladar el modelo de la simulación situando en el interior de la T plano E, en este caso la solución de adaptación es la misma que se ha llevado en el caso de la T plano H, situando un obstáculo cilíndrico, como se muestra en la figura 5.8. Al igual que antes se preparará para la impresión del mismo modo que se ha visto anteriormente, separando el brazo plano E por un lado y los brazos coplanares divididos a la mitad.

## 5.2. Preparación de la impresión

En el apartado anterior se ha realizado el diseño de los distintos elementos, estos diseños se deberán renderizar para exportarlos a un archivo estereolitográfico (.stl).

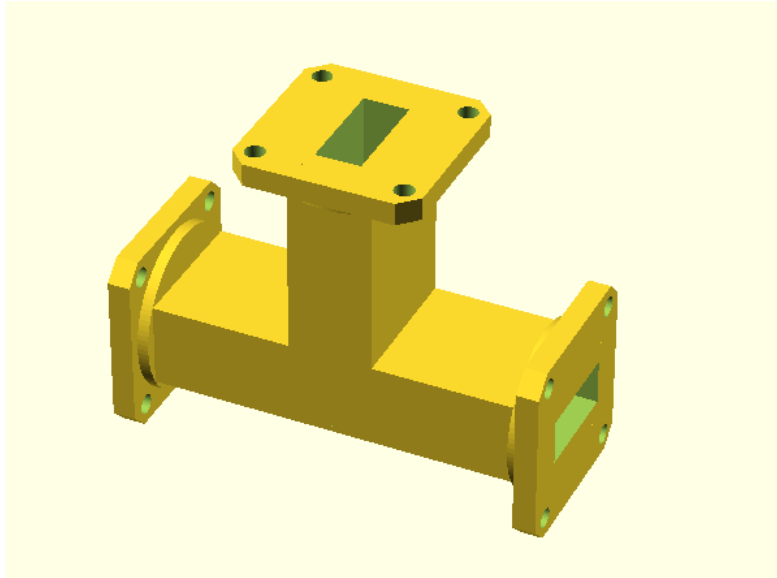


Figura 5.7: Diseño T plano E adaptada.

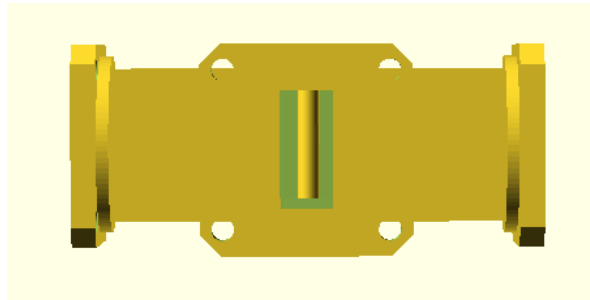


Figura 5.8: Obstáculo para adaptación.

Este archivo es el necesario para traducirlo al lenguaje de programación que entienda la impresora 3D (.gcode), que no deja de ser una máquina de control numérico (CNC). Para ello se va a utilizar el programa *Repetier-Host* [27], software libre con una interfaz sencilla y muy completo. Tiene integrado *Slic3r* [28] que es el programa que se encarga de laminar la pieza para que sea posible la impresión de las piezas, es decir, va creando capas a lo largo del eje Z similar a cuando se corta una barra de salchichón en finas lonchas para posteriormente juntar todas ellas y volver a tener la barra de salchichón.

En la figura 5.9, se pueden ver las modificaciones que se han nombrado anteriormente para prepararlos para la impresión. Esto se ha realizado con un software gratuito, *netfabb Basic* [29] el cual va a permitir procesar de manera más fácil los cortes a partir del diseño exportado en STL. En esta figura se pueden diferenciar los distintos elementos, en la plancha de la impresora 3D. El siguiente paso sería introducir en el programa *Slic3r* todas las características y parámetros que caracterizan la impresora 3D, como las velocidades de los distintos ejes, velocidad de impresión, tamaño máximo de la base, altura máxima, etc. Esta parte, excede de la finalidad de

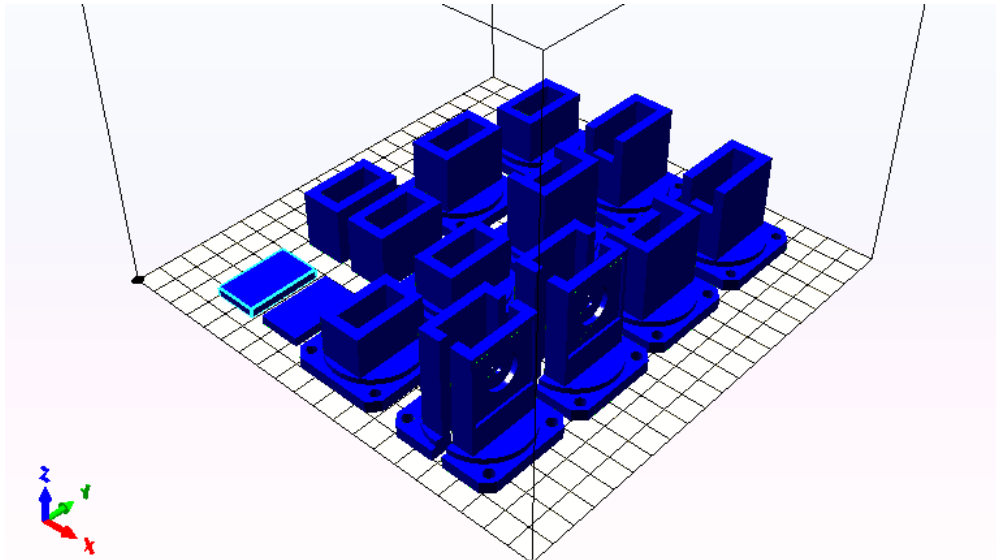


Figura 5.9: Elementos preparados para la impresión.

este estudio y depende mucho de la impresora 3D utilizada por lo que los distintos parámetros se van a obviar y una vez que *Slic3r* finalice el proceso de laminado estaría listo el G-Code para poner la impresora en marcha y tras pasado el tiempo de impresión obtener nuestros modelos diseñados.

Una vez que haya terminado la impresión de los distintos elementos, el próximo paso es forrar su interior con algún material conductor para posteriormente probarlo y comparar los resultados que se verán en el próximo capítulo y así poder compararlo con los elementos comerciales.

## 5.3. Materiales conductivos

En este apartado se van a presentar algunos de los elementos que se han probado para forrar el interior de la guía de onda. Entre ellos se encuentra la cinta de cobre o aluminio que se han mencionado, pero además se va a mencionar una prueba que se hizo con una pintura conductora que se encuentra en el mercado. Para saber si sería posible realizar el forrado del interior ya sea pintando el interior o recubriendo el interior con cinta de cobre o aluminio es necesario calcular la profundidad de penetración de la onda electromagnética, como se verá en el siguiente apartado.

### 5.3.1. Profundidad de penetración

Esta característica se debe en parte al efecto pelicular, este fenómeno sostiene que en corriente alterna, en el conductor la mayor densidad de corriente se encuentra en la superficie. De esta forma, se va a definir como la profundidad superficial de los conductores como el área efectiva por la que circula corriente en el conductor.

Como se expresa en 5.1 depende de la frecuencia, la permeabilidad magnética y resistividad del material. El resultado que se obtiene será en metros.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_o \sigma}} \quad (5.1)$$

Tanto para el cobre como para el aluminio se va a suponer una frecuencia de 9 GHz que está dentro del rango de funcionamiento de la guía de onda WR90. Para el cobre se obtendrá una conductividad  $\sigma = 5,8 \cdot 10^7 [\Omega^{-1}m^{-1}]$ , mientras que para el aluminio de  $\sigma = 3,78 \cdot 10^7 [\Omega^{-1}m^{-1}]$ .

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_o \cdot \sigma}} = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot 9 \cdot 10^9 \cdot 1,26 \cdot 10^{-6} \cdot 5,8 \cdot 10^7}} = 6,9507 \cdot 10^{-7}m \quad (5.2)$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_o \cdot \sigma}} = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot 9 \cdot 10^9 \cdot 1,26 \cdot 10^{-6} \cdot 3,78 \cdot 10^7}} = 8,6173 \cdot 10^{-7}m \quad (5.3)$$

Es decir, para el cobre se obtiene que la profundidad de penetración es de  $0.69507\mu m$ , aproximadamente  $0.7\mu m$ , mientras que para el aluminio es ligeramente mayor, rondando los  $0.86\mu m$ . Es evidente que si se descende en frecuencia el resultado será mayor y si se aumenta será menor. En este caso, la variación será de  $0.5\mu m$  dentro del rango de funcionamiento de la guía de onda.

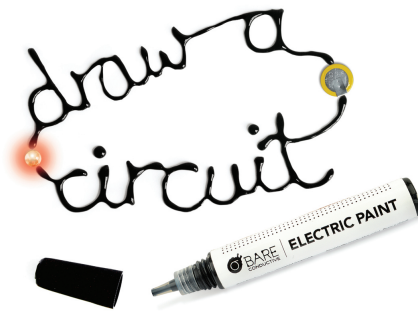
Dado que no se dispone de ningún elemento de medida capaz de realizar la medida del grosor de la cinta seleccionada para forrar el interior de las guías, y su grosor es aproximadamente similar a la de la cinta adhesiva, se procederá a realizar alguna prueba adicional proporcionando al interior de la guía dos capas de dicha cinta conductora, para poder así ver si mejora el funcionamiento.

### 5.3.2. Pintura conductiva

Una de las primeras soluciones que se sopesó fue utilizar una pintura conductora que cubriera el interior de la guía. En el mercado hay pinturas que son capaces de conducir la electricidad como *Bare Conductive* [30], incluso recetas caseras a partir de elementos como galio o indio. Son buenas soluciones y como se muestra en la figura 5.10 conducen perfectamente la electricidad. A pesar de que tiene poca resistencia como se muestra en el ApéndiceA si se aumenta el área que se va a pintar aumenta la resistencia de forma lineal.

Esta solución se probó, obteniendo resultados no muy buenos, ya que en alta frecuencia tenía el comportamiento de una resistencia impidiendo así el correcto funcionamiento de la guía. Para aplicaciones de baja frecuencia este tipo de pintura permite crear circuitos con formas haciendo que la imaginación y la creatividad pasen a formar parte del diseño electrónico.



Figura 5.10: Pintura *Bare Conductive*.

### 5.3.3. Cinta de cobre o aluminio

Una solución que permitió obtener mejores resultados, fue realizar unas pruebas con papel de aluminio doméstico, ya que tiene menor resistencia que la pintura, además es barato y permite forrar el interior de la guía sin apenas modificaciones. En esta línea, en el mercado se pueden encontrar cintas adhesivas de cobre o aluminio de distintos anchos como se muestra en la figura 5.11. Las propiedades de estas cintas no dejan de ser las mismas que las del cobre o el aluminio. La ventaja que presentan frente a papel de aluminio doméstico es que tienen una cara adhesiva. De esta manera se fija perfectamente al plástico de la pieza impresa. Esto va a permitir que la pieza sea más duradera y sea más fácil realizar el proceso de forrado de la pieza.



Figura 5.11: Cinta de cobre [31] y aluminio [32]

No se trata de un elemento caro, dependiendo del ancho de la cinta, 40 m de cinta de cobre de 3 mm de ancho ronda los 10€ ó 15€ con algunos distribuidores asiáticos. En una sección de guía de onda de 10 cm de longitud se pueden utilizar

unos 40 cm de este material con una cinta de 3 mm de ancho, si se realizan unos cálculos rápidos, el gasto que puede suponer el forrar esa sección rondará los 10 céntimos de euro. En los próximos capítulos se realizará el estudio y se expondrán los resultados que se han obtenido de estos elementos.

## 5.4. Elementos realizados

En este capítulo se va a mostrar el resultado de los distintos elementos que se han realizado siguiendo el proceso anterior. En la figura 5.12, están las transiciones de guía coaxial, forradas en cobre y en aluminio. En la figura 5.13, se muestra las secciones de guía en cobre y en aluminio. Por último, en las figuras 5.14 y 5.15 se muestran los elementos T plano H y T plano E respectivamente.

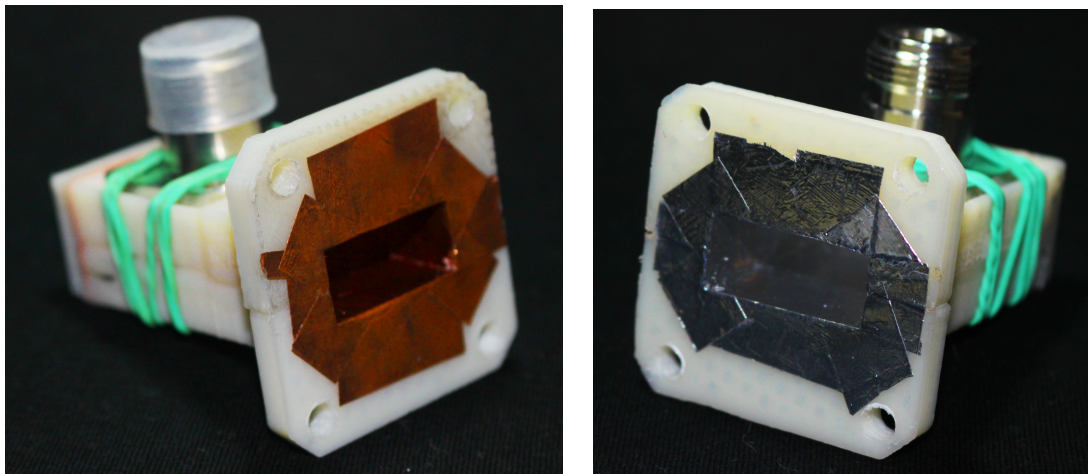


Figura 5.12: Transición de guía-coaxial.

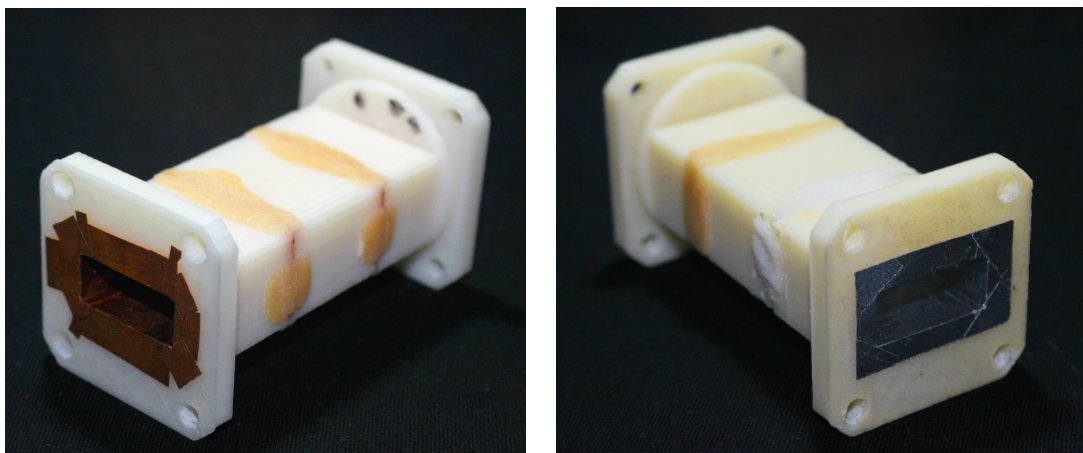


Figura 5.13: Sección de guía de onda.

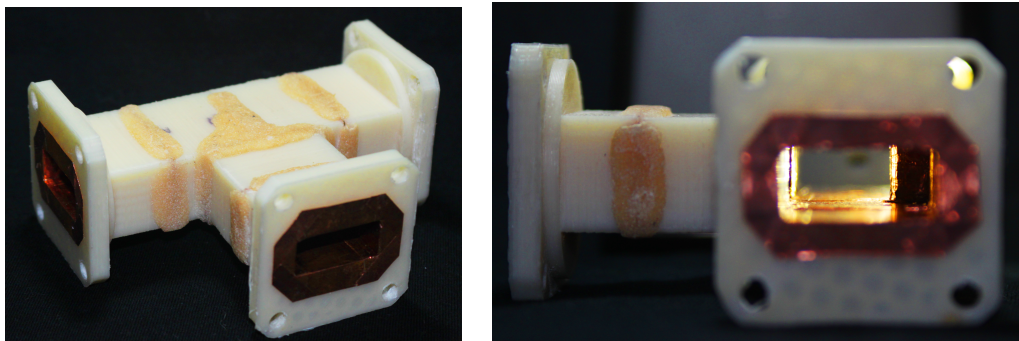


Figura 5.14: T plano H.

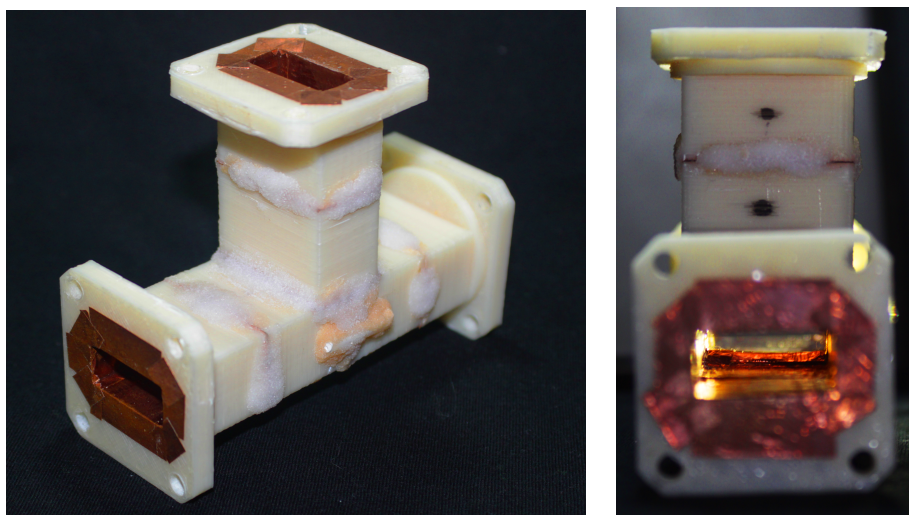


Figura 5.15: T plano E.



# Capítulo 6

## Pruebas de laboratorio

A lo largo de este capítulo se van a exponer los datos obtenidos en las pruebas realizadas. Las pruebas se han realizado mediante un analizador de redes HP8720C, capaz de caracterizar componentes de RF y microondas desde los 50MHz a los 20GHz. Además, permite realizar la medición de parámetros [S] de los componentes.

Para poder realizar las medidas es necesario realizar el proceso de calibración, para ello se ha utilizado una disquetera HP9122C que se conecta a través del bus de comunicaciones GPIB para cargar los datos de calibración.

### 6.1. Transición de guía-coaxial

La transición de guía-coaxial que se ha mostrado en el capítulo anterior, se ha realizado probando tanto la cinta cobre, como la cinta de aluminio. De esta forma, es posible realizar una comparativa entre materiales para comparar el comportamiento entre las realizadas y las comerciales que están disponibles en el laboratorio.

En la figura 6.1 se muestran los resultados obtenidos en la medición de las transiciones de guía-coaxial. La medición se ha realizado uniendo dos transiciones sin incluir ningún tramo de sección de guía de onda. Como se puede observar, en rojo se representa el comportamiento del parámetro  $S_{11}$  de la transición comercial que está disponible en el laboratorio, en azul se muestra la transición realizada con cinta de cobre y finalmente el trazo verde se corresponde con la transición realizada con la cinta de aluminio.

Si se analiza el comportamiento con más detalle, se puede observar como las transiciones realizadas poseen una frecuencia de corte ligeramente menor que la que posee la transición del laboratorio. Además de esto, destacar que entre 7GHz y los 9GHz tiene una buena zona de trabajo donde el comportamiento es muy bueno, al igual que pasa en torno a los 11GHz. Es importante que el conector que se utilice se encuentre lo más próximo a la capa de cinta de cobre o aluminio, ya que si no es

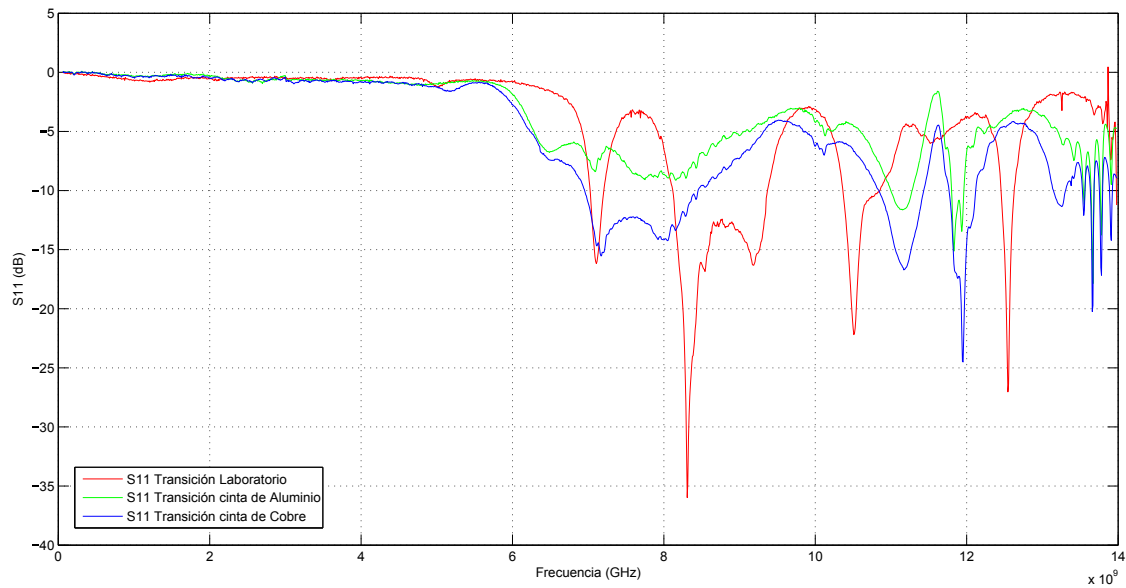


Figura 6.1: Parámetro S11 transición guía-coaxial.

así, se radia potencia a través del plástico produciendo pérdidas y comportamientos no deseados.

Se puede ver que el comportamiento entre la transición de cobre y la de aluminio, la de cobre posee un comportamiento ligeramente mejor respecto a la transición realizada en aluminio. Pero esto puede deberse a muchos factores, ya que el proceso de fabricación es artesanal y puede que se haya cometido algún tipo de imprecisión.

## 6.2. Sección de guía de onda

Al igual que en el apartado anterior, tal y como se mostró en el capítulo anterior, las secciones que se han realizado tanto en cinta de cobre como cinta de aluminio, para realizar una comparación con la que está disponible en el laboratorio.

En la figura 6.2, se muestran los resultados obtenidos de las pruebas realizadas. En ella, se distingue en rojo los resultados obtenidos por parte de la sección de guía de onda disponible en el laboratorio, igual que antes, en azul se representa la sección realizada con cinta de cobre, mientras que en verde se trata de la sección de guía realizada con cinta de aluminio.

Se puede observar que en este caso como el comportamiento, tanto de la sección realizada con cinta de cobre como la de cinta de aluminio, son muy similares al que posee la sección de guía del laboratorio. En este caso se puede apreciar cómo además la frecuencia de corte de las tres se cruza en un mismo punto en torno a 6.5GHz.

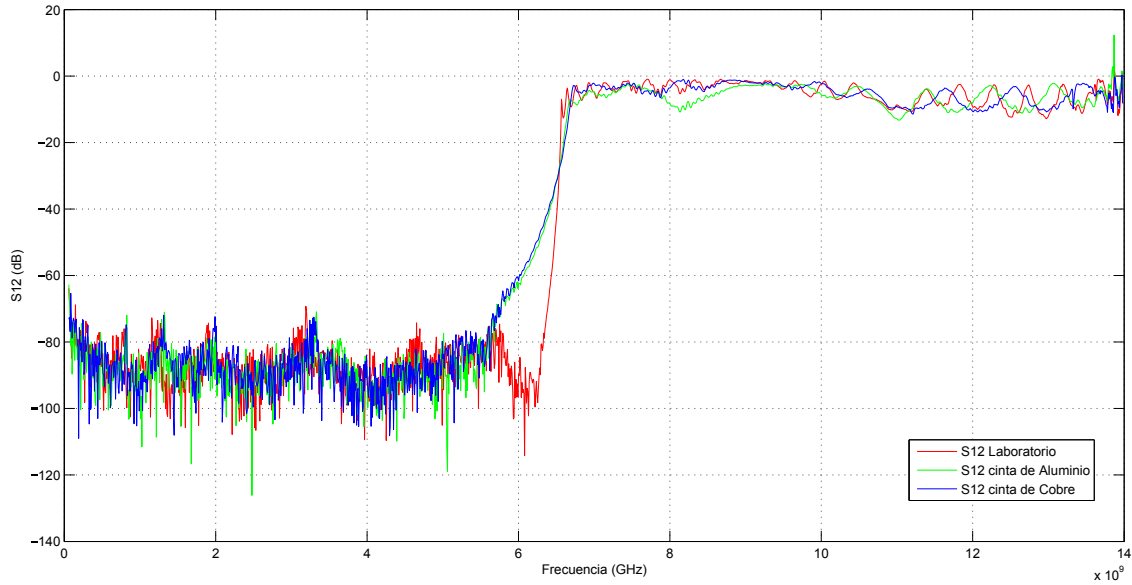


Figura 6.2: Parámetros S12 sección de guía de onda.

### 6.3. Conjunto con cinta de cobre

Para tener una visión más real del funcionamiento de las guías de ondas que se han diseñado, en este apartado se van a mostrar los resultados obtenidos de la unión de las transiciones de guía coaxial junto con la sección de guía que se han realizado con la cinta de cobre.

Los resultados que se han obtenido se muestran en la figura 6.3, dónde se muestra sólo el coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ) y el coeficiente de transferencia de potencia ( $S_{12}$ ), ya que se trata de un elemento recíproco y simétrico, y por tanto, el resto de parámetros serán iguales tal y como se ha explicado en capítulos anteriores.

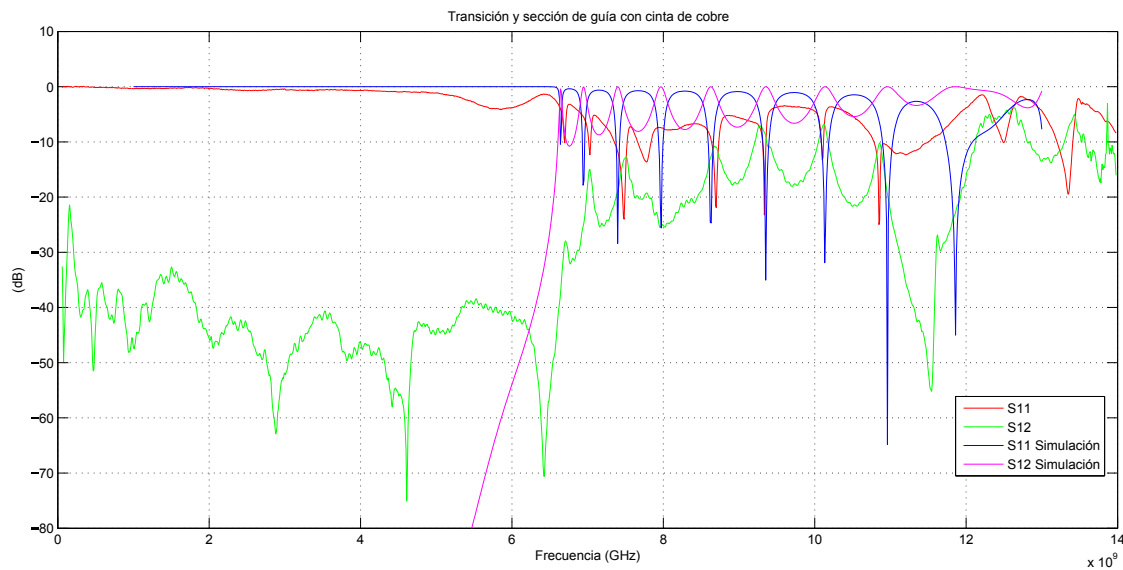


Figura 6.3: Parámetros del conjunto de cobre.

Se observa como aparece una buena zona de funcionamiento en torno a los 9 GHz y 10 GHz, dónde el coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ) se hace mínimo y el coeficiente de transferencia ( $S_{12}$ ) alcanza su máximo. Por último, destacar que el comportamiento es muy similar al que se obtendría con una guía de onda comercial, salvo que tiene unas leves pérdidas, que pueden estar producidas por el proceso de fabricación o el propio material.

## 6.4. Conjunto con cinta de aluminio

Al igual que se ha realizado la prueba con el conjunto usando cinta de cobre, en este caso se han realizado las medidas usando la sección y la transición de guía-coaxial forradas con la cinta de aluminio.

En la figura 6.4 se muestran los resultados obtenidos. Al tratarse de un elemento recíproco y simétrico, como se ha hecho anteriormente, sólo se representan el coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ) y el coeficiente de transferencia ( $S_{12}$ ).

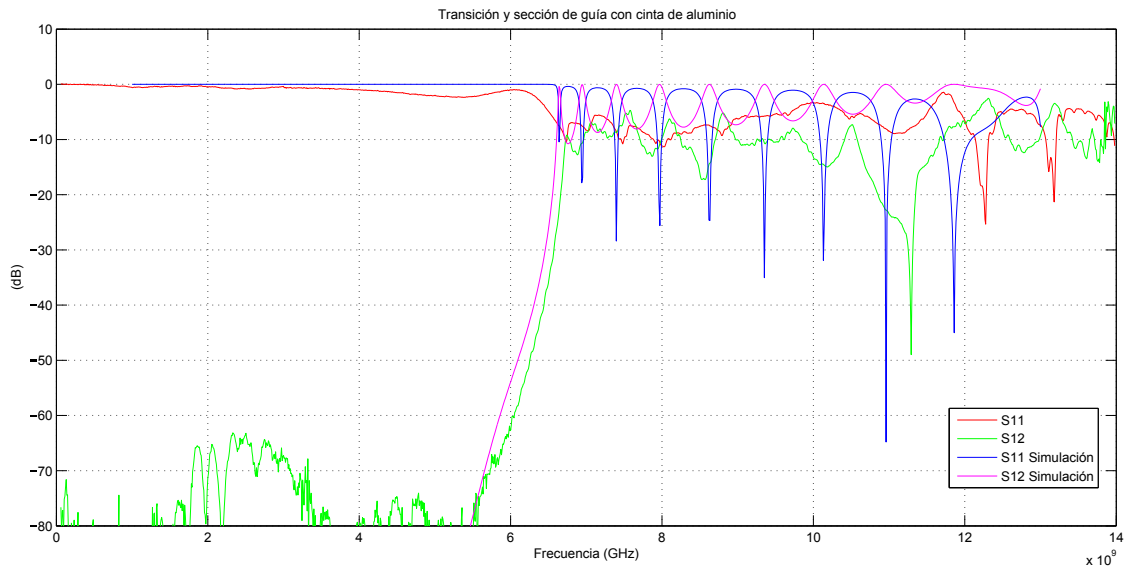


Figura 6.4: Parámetros del conjunto de aluminio.

Se puede observar de los resultados, que con la cinta de aluminio tiene un comportamiento similar que en el caso de la cinta de cobre. En lo que se respecta al coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ), se observa que no está tan marcado como pasaba anteriormente. Además, destacar que el coeficiente de transferencia ( $S_{12}$ ), denota menos pérdidas que en el caso anterior, siendo algo más estable en función de la frecuencia.



## 6.5. T plano H

La intersección plano H que se ha realizado, es similar a la que se ha simulado en el capítulo 4, el cual posee un obstáculo como se ha visto en el capítulo anterior. Esta intersección se ha realizado con la cinta de cobre, pero de la misma forma se ha podido realizar con la cinta de aluminio obteniendo resultados similares.

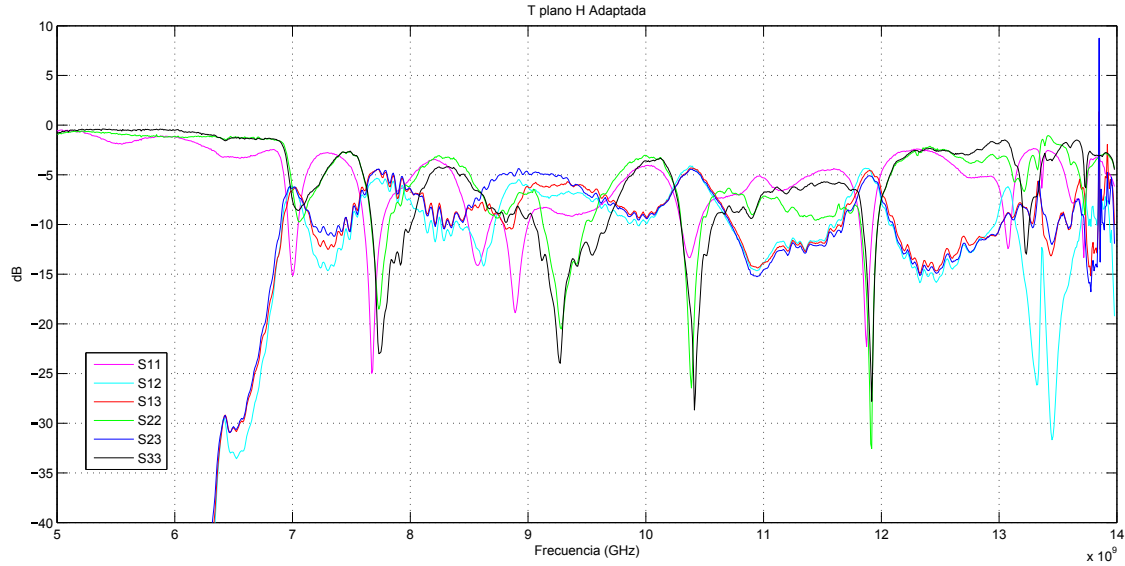


Figura 6.5: Parámetros [S] T plano H adaptada.

En la figura 6.5, se muestran los resultados obtenidos. Se puede observar como se ha obtenido la adaptación parcial que se buscaba y en la simulación se obtuvo de forma similar. Se observa como en torno a 7 GHz, a 10.5 GHz y en torno a 11.5 GHz, se obtiene una adaptación casi completa de los accesos, así como la máxima transferencia de potencia entre cada uno los accesos.

## 6.6. T plano E

Por último, la intersección plano E adaptada forrada con cinta de cobre. En la figura 6.6 se muestran los resultados del comportamiento de los parámetros [S] que se han obtenido mediante en analizador de redes. Se puede observar como en este caso en torno a 7 GHz y a 8.2 GHz aproximadamente se obtiene que los tres accesos se encuentran adaptados y los coeficientes de transferencia de potencia se produce por igual entre cada uno de los accesos. En este caso, no se produce tan sólo en un lugar la adaptación de los tres accesos.

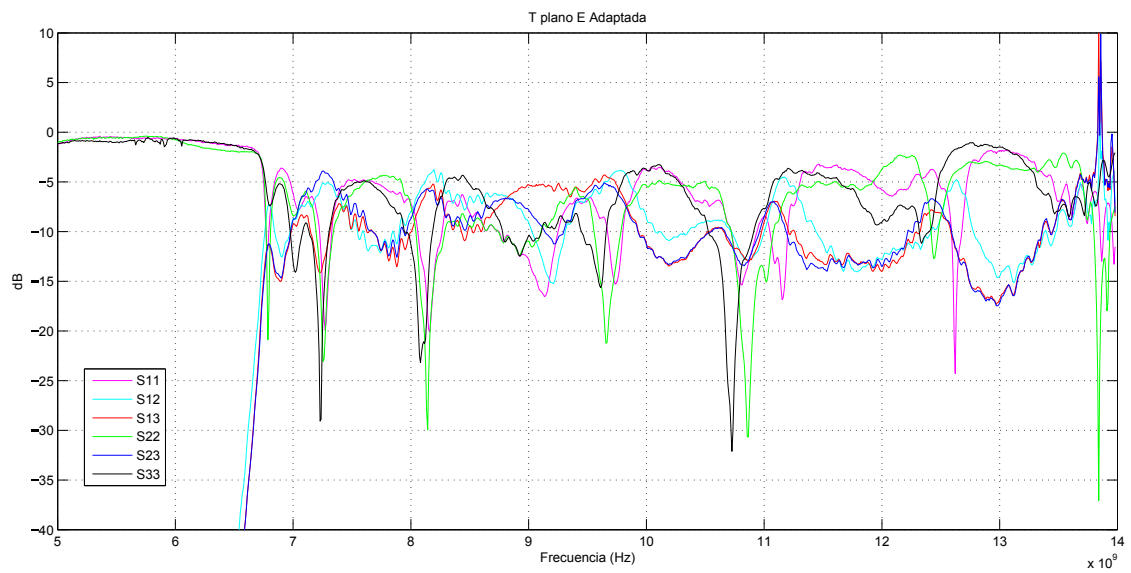


Figura 6.6: Parámetros [S] T plano E adaptada.

# Capítulo 7

## Conclusiones

En este capítulo se van a recoger las conclusiones de los resultados que se han obtenido, tanto en la simulación como en el laboratorio, así como en el proceso de fabricación, teniendo así una visión global tanto del proceso de fabricación como del funcionamiento y concluir con la viabilidad que pueda tener a la hora de implementarlo en la realización de otros componentes pasivos.

En cuanto al proceso de fabricación, se trata de un proceso muy artesanal, que requiere un postprocesado de los elementos para forrarlos con cinta de cobre o aluminio, o bien aplicarle algún tipo de pintura para que permitan conducir y confinar los campos en el interior de la guía de onda. Esto puede hacer que para la realización de una intersección T plano H, puedan requerirse en torno a seis horas adicionales para forrar el interior de la guía de onda, si se suma el tiempo de impresión que puede rondar las dos horas, hace que el proceso de fabricación pueda resultar algo lento.

En cambio, el proceso aunque sea lento permite obtener los diseños que se hayan simulado de forma directa haciendo que las características que se han plasmado en el diseño se obtengan mediante la impresora 3D de forma idéntica. Esto permite que en el diseño de filtros o como en este caso que se han dispuesto obstáculos en el interior de la guía, sea mucho más fácil realizar el diseño de los mismos. Otra ventaja que tiene, es que al tratarse de plástico a la hora de manipularlo es más sencillo y resulta más cómodo, que el realizar modificaciones en una sección de guía de onda de latón y por tanto, una vez impresos los elementos se pueden realizar modificaciones con el fin de realizar algún tipo de comprobación o similar.

En cuanto al funcionamiento, se ha podido comprobar en el capítulo anterior que la solución a pesar de ser algo rudimentaria permite comprobar el comportamiento de los diseños. Esto puede permitir realizar elementos de microondas muy baratos para verificar lo obtenido en la simulación o antes de realizar un modelo final de RF o microondas como una antena de bocina, elementos de tres puertas adapta-

dos completamente o cualquier otro dispositivo. Es por así decirlo, un elemento de prototipado antes del diseño final que se lanzaría a fabricación, de esta forma se obtendría un resultado claro de funcionamiento previo al diseño final.

Se tiene que tener en cuenta que las pérdidas que se puedan tener con los distintos elementos que se realicen pueden resultar ligeramente mayores que las que pueda presentar cualquier dispositivo que haya sido adquirido de forma comercial. Pero a pesar de dichas pérdidas, los resultados permiten tener una visión real del comportamiento de los componentes que se realizan, a pesar de contar con ciertas pérdidas.

Se puede decir por tanto, que para realizar pruebas de diseño de nuevos componentes de RF o microondas, este proceso permite desarrollar elementos baratos, sin importar la dificultad del diseño, forma o tamaño. De esta forma, se pueden diseñar componentes para cualquier banda de frecuencias que se esté trabajando, así como cualquier tipo de elemento, ya que en este caso se ha trabajado con guía de onda rectangular pero del mismo modo se pueden realizar modelos de guía de onda circular o elíptica.

## 7.1. Futuras líneas de trabajo

El campo de la impresión 3D es un campo que está evolucionando casi a diario, aparecen nuevos materiales, impresoras e incluso tecnología. Es por ello que este quizás sea uno de los apartados más importantes, ya que en un futuro no muy lejano se podrán realizar elementos en metal mediante el sintetizado láser o encontrar un material que sea buen conductor. En este sentido, se van a enumerar distintas líneas de trabajo dónde se pueden desarrollar distintos proyectos.

- Tratar de realizar un proceso de metalización llevando a cabo mediante Sputtering, cuyo proceso se explica en [33].
- Realizar pruebas de los elementos diseñados usando una impresora 3D con sistema de Metal Sintetizado Láser (SLM).
- Diseño de elementos de más de tres accesos, como T mágica, acopladores, etc.
- Diseño de filtros realizados para guía de onda usando la técnica de impresión 3D, adaptando directamente el diseño para introducir tornillos o dieléctricos.
- Realización de elementos de guía de onda circular o guía de onda elíptica.
- Implementación de un sistema de radar low-cost, mediante el diseño de antenas de bocina o parabólica mediante la técnica de impresión 3D, o bien en

guía de onda rectangular o guía de onda circular.

## 7.2. Presupuesto

En este apartado se pretende presentar un resumen económico de lo que supone la realización de los distintos elementos que se han fabricado. Únicamente se van a exponer los costes materiales asociados al proceso de fabricación, se van a omitir las horas de diseño, simulación, etc. para así tener una visión clara del coste de los prototipos de guía de onda y poder compararlos con el coste que supone el adquirirlos de forma comercial.

El plástico que se ha usado es ABS y su precio ronda los 20 €/kg. Dependiendo de la pieza se va a especificar la cantidad que se ha usado aproximadamente para calcular el coste aproximado. Otro de los materiales que se han utilizado es la cinta de cobre y la cinta de aluminio de 3 cm de ancho tienen un precio similar que ronda los 0.50 €/m. Con esto se va a estimar el precio de los elementos. En el apéndice B se pueden encontrar un presupuesto ofrecido por [34] para tener una idea comparable del precio de los elementos.

Elemento	Plástico usado	Cinta usada	Precio total	Precio [34]
Transición guía-coaxial	0.02 kg	0.20 m	0.5 €/u	≈ 250 €/u
Sección de 10cm	0.05 kg	0.35 m	1.18 €/u	≈ 250 €/u
T plano E o T plano H	0.06 kg	0.60 m	1.5 €/u	≈ 300 €/u

Tabla 7.1: Presupuesto de las piezas.

Si se añadiera el coste de gasto eléctrico no superaría en ningún caso los 5 € independientemente del elemento que se esté construyendo. Es evidente que no está reflejado el trabajo artesanal que supone, pero el gasto material como se puede comprobar es muy pequeño, si se probara otra técnica como el Sputtering el trabajo artesanal sería nulo.

## 7.3. Presupuesto completo

### 7.3.1. Presupuesto de ejecución material

El presupuesto de ejecución material, PEM en adelante, se elabora a partir del coste de mano de obra y del material.

■ MANO DE OBRA

Categoría	Horas	Precio/hora €	Total
Ingeniero Técnico	46 h	50 €	2300 €
Diseño 3D	28 h	20 €	560 €
Documentación	32 h	0.7€/pág sin dibujo - 1.0€/pág con dibujo	759.2 €
<b>SUMA</b>			<b>3619.2 €</b>

Tabla 7.2: Presupuesto mano de obra.

■ MATERIAL

Categoría	Unidades	Precio	Total
Cinta de cobre	40 m	0.4 €/m	16 €
Cinta de aluminio	50 m	0.35 €/m	17.5 €
Plástico	1 kg	22.6 €/kg	22.6 €
Amortización de la impresora 3D	20 h	0.43 €/hora de impresión	8.6 €
Material de oficina (folios, bolígrafos, ...)	1	30 €	30 €
Memoria USB 8Gb	1	8 €/unidad	8 €
Gasto de impresión y encuadernación	1	43 €/unidad	43 €
<b>SUMA</b>			<b>118.7 €</b>

Tabla 7.3: Presupuesto material.

■ COSTE DE EJECUCIÓN MATERIAL

CONCEPTO	TOTAL
Mano de obra	3619.2 €
Material	117.7 €
<b>SUMA</b>	<b>3736.9 €</b>

Tabla 7.4: Presupuesto ejecución material.

### 7.3.2. Presupuesto de ejecución por contrata

En el Presupuesto de ejecución por Contrata, PC en adelante, se incluye el coste de ejecución material junto con los Gastos Generales, el Beneficio Industrial y los Honorarios de dirección y redacción.

### 7.3.3. Presupuesto total

CONCEPTO	VALOR	TOTAL
PC	1	4820.62 €
IVA	21 % PC	1012.33 €
<b>SUMA</b>		<b>5832.95 €</b>

Tabla 7.6: Presupuesto total.

CONCEPTO	VALOR	TOTAL
PEM	1	3736.9 €
Gastos Generales y Beneficio Industrial	15 % PEM	560.54 €
Honorarios de redacción	7 % PEM	261.59 €
Honorarios de dirección	7 % PEM	261.59 €
	<b>SUMA</b>	<b>4820.62 €</b>

Tabla 7.5: Presupuesto ejecución por contrata.

El presupuesto total del proyecto asciende a la cantidad de *cinco mil ochocientos treinta y dos con noventa y cinco euros*, 5832.95€.





# Bibliografía

- [1] Imagen: [http://en.wikipedia.org/wiki/Waveguide\\_flange](http://en.wikipedia.org/wiki/Waveguide_flange)  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [2] <http://www.madeinspace.us/>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [3] Imagen: <http://www.nasa.gov/content/open-for-business-3-d-printer-creates-first-object-in-space-on-international-space-station/#.VQRyl45wu7k>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [4] Imagen: <http://reprap.org/wiki/Darwin>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [5] [http://es.slideshare.net/obijuan\\_cube/impresoras-3d-opensource-origenes-y-evolucion](http://es.slideshare.net/obijuan_cube/impresoras-3d-opensource-origenes-y-evolucion)  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [6] <http://reprap.org/>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [7] Imagen: <http://reprap.org/wiki/Mendel>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [8] Imagen: [http://www.learobotics.com/wiki/index.php?title=Prusa\\_Mendel\\_Interacci%C3%B3n\\_2:\\_R3](http://www.learobotics.com/wiki/index.php?title=Prusa_Mendel_Interacci%C3%B3n_2:_R3)  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [9] [http://www.reprap.org/wiki/Proyecto\\_Clone\\_Wars](http://www.reprap.org/wiki/Proyecto_Clone_Wars)  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [10] Imagen: [http://www.reprap.org/wiki/Prusa\\_i3\\_Hephestos](http://www.reprap.org/wiki/Prusa_i3_Hephestos)  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]

- [11] Imagen: [http://es.wikipedia.org/wiki/Modelado\\_por\\_deposición\\_fundida](http://es.wikipedia.org/wiki/Modelado_por_deposición_fundida)  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [12] Imagen: <http://spanish.3dprinter-materials.com/sale-2035145-red-3mm-men-del-reprap-3d-printer-nylon-filament-consumables-high-tenacity.html>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [13] Imagen: <http://www.creativetools.se/ninjabflex-tpe-snow-1-75mm-spool-0-5kg-3dp-filament>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [14] Imagen: <http://madfab.es/2012/02/imprimir-con-material-de-soporte-soluble-en-agua/>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [15] <http://sicnova3d.com/impresoras-3d>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [16] POZAR, D. (1998). “Microwave Engineering”. John Wiley and Sons.
- [17] SÁNCHEZ MONTERO R., LÓPEZ ESPÍ P. L., JARABO AMORES M. P., ALPUENTE HERMOSILLA J. (2004). “Teoría de Circuitos de Microondas. Parámetros S.”. Servicio de Publicaciones de la Universidad de Alcalá.
- [18] Imagen: <http://www.nardamicrowave.com/east/>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [19] Imagen: <http://www.testparts-store.com/omega-laboratories-model-108-wr-90-to-n-female-waveguide-adapter/>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [20] Imagen: [http://www.mavin.com/store.php?crn=218&rn=1973&action=show\\_detail](http://www.mavin.com/store.php?crn=218&rn=1973&action=show_detail)  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [21] Imagen: <http://amitec.co/home/microwaves-rf/x-band-microwave-waveguide-components>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [22] RIZZI, PETER A. (1988). “Microwave Engineering. Passive Circuits”. Prentice Hall.
- [23] <https://www.cst.com/Products/CSTS2>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]

- [24] <http://www.openscad.org/>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [25] <http://www.freecadweb.org/>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [26] <http://www.autodesk.es/products/autocad/overview>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [27] <http://www.repetier.com/>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [28] <http://slic3r.org/>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [29] <http://www.netfabb.com/basic.php>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [30] <http://www.bareconductive.com/>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [31] Imagen: <http://www.o-digital.com/wholesale-products/2179/2191-1/Copper-Foil-Tape-linkly-0005-81750.html>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [32] Imagen: <http://www.indiamart.com/supremeindustries-delhi/adhesive-acrylic-tape.html#aluminium-foil-tape>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [33] <http://en.wikipedia.org/wiki/Sputtering>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [34] <http://www.sematron.es>  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [35] [http://es.wikipedia.org/wiki/Impresión\\_3D](http://es.wikipedia.org/wiki/Impresión_3D)  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [36] [http://es.wikipedia.org/wiki/Parámetros\\_de\\_dispersión](http://es.wikipedia.org/wiki/Parámetros_de_dispersión)  
[Consulta: 21 de marzo de 2015]
- [37] COLLIN, R. E. (1992). "Foundations for Microwave Engineering". McGraw-Hill.
- [38] ALPUENTE HERMOSILLA, J.; JARABO AMORES, M.P.; LÓPEZ ESPÍ, P.L. y PAMIES GERRERO, J.A. (2001). "Líneas de Transmisión y Redes de

Adaptación en Circuitos de Microondas.”. Servicio de Publicaciones de la Universidad de Alcalá.

- [39] ORTEGA CASTRO, V. (1987). “Introducción a la Teoría de Microondas, vol. I. Líneas de Transmisión y Guíaondas.” Servicio de Publicaciones ETSIT Madrid.

# Apéndice



# Apéndice A

## Documentos de características

Aquí se muestran parte de los documentos de características de los fabricantes que se han consultado para realizar el modelado y el diseño 3D de los elementos. El documento está disponible en Internet si se siguen los siguientes enlaces.

- <http://www.pasternack.com/images/productPDF/PE9804.pdf>  
[Consulta: 15/03/2015]
- <http://www.microwaveeng.com/catalog/RectangularWaveguide.pdf>  
[Consulta: 15/03/2015]
- [http://www.bareconductive.com/wp-content/uploads/2014/03/2014.ApplicationNotes\\_ElectricPaint.pdf](http://www.bareconductive.com/wp-content/uploads/2014/03/2014.ApplicationNotes_ElectricPaint.pdf)  
[Consulta: 15/03/2015]



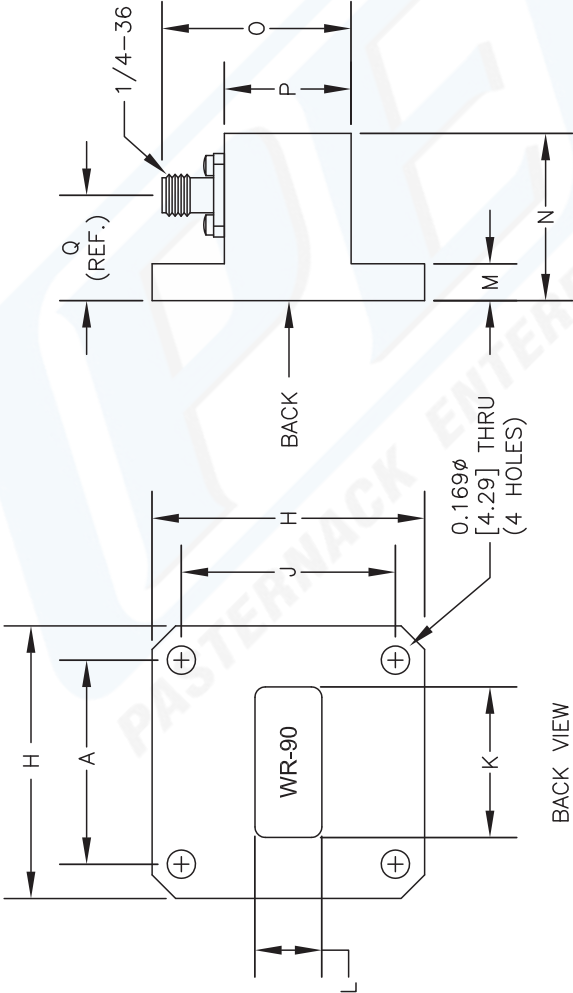


PE9804 CAD Drawing

WR-90 to SMA Female Waveguide to Coax Adapter 8.2 GHz to 12.4 GHz

WR90	Dimension	Inches	mm
A		1.220	30.99
H		1.630	41.40
J		1.280	32.51
K ( $\pm 0.003$ )		0.900	22.86
L ( $\pm 0.003$ )		0.400	10.16

M	0.220	5.59
N	1.000	25.40
O	1.130	28.70
P	0.758	19.25
Q (REF.)	0.630	16.00



DWG TITLE

PE9804

NOTES:  
1. UNLESS OTHERWISE SPECIFIED ALL DIMENSIONS ARE NOMINAL.  
2. ALL SPECIFICATIONS ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE AT ANY TIME.  
3. DIMENSIONS ARE IN INCHES (mm).

**PE PASTERNAK®**  
Pasternack Enterprises, Inc.  
P.O. Box 16759 | Irvine | CA | 92623  
Phone: (949) 261-1920 | Fax: (949) 261-7451  
Website: www.pasternack.com | E-Mail: sales@pasternack.com

FSCM NO. 53919

CAD FILE 082913

SCALE N/A

SIZE A

2233





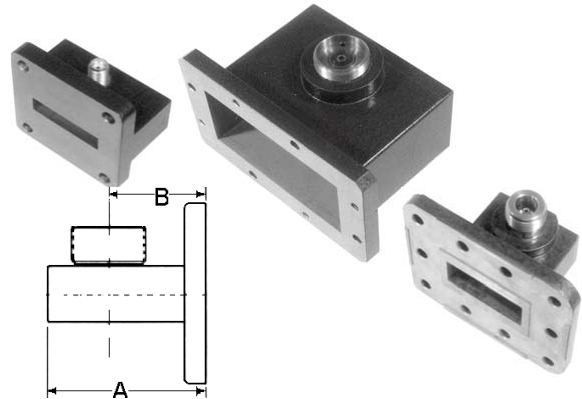
## SPECIAL RECTANGULAR WAVEGUIDE- TO-COAXIAL ADAPTERS 40 SERIES - SPECIALS

DATA  
SHEET  
No. T5D

- LOWEST VSWR
- LOW INSERTION LOSS
- NARROW AND BROAD BANDWIDTHS

### DESCRIPTION

MEC offers a wide range of Adapters for specialized applications requiring non-standard rectangular waveguides and/or frequency bands. They allow transmission of power in either direction with the lowest possible reflection. This is achieved by using broadband matching techniques. High power adapters are available up to the power rating of the connector requested. Requirements for other bands, waveguide heights and in-line adapters can also be satisfied. Assemblies are furnished with an aluminum housing. Finish is chromate conversion per MIL-C-5541, Class3, painted with gray epoxy enamel.



### SPECIFICATIONS

MODEL NO.	FREQUENCY RANGE (GHz)	WAVEGUIDE		EQUIVALENT FLANGE	DIMENSIONS (IN.)		MAXIMUM VSWR
		SIZE	I.D. (INCHES)		A.MAX	B ± .03	
STANDARD WAVEGUIDE COMMUNICATIONS AND NARROW BAND							
B40M	3.7 - 4.2	WR-229	2.290 x1.145	CMR-229	2.00	1.32	A for 102
D40M	5.925 – 6.425	WR-159	1.590 x 0.795	CMR-159	1.75	1.26	B for 1.05
J40L	5.925 – 6.425	WR-137	1.372 x 0.622	CMR-137	1.50†	1.04	
H40L	7.25 – 8.4	WR-112	1.122 x 0.497	CMR-112	1.44	.80	
X40L	10.7 – 11.7	WR-90	0.900 x 0.400	CMR-90	1.20	.63	C for 1.10
M40L	10.7 – 11.7	WR-75	0.750 x 0.375	M3922/53-008	1.25	.63	P for 1.20
N40L	17.0 – 19.0	WR-51	0.510 x 0.255	M3922/70-011	1.10	.75	
STANDARD WAVEGUIDE EXTENDED FREQUENCY BAND							
S41	2.3 – 4.1	WR-284	2.840 x 1.340	UG-584/U	2.75	1.75	A for 1.10
D41	4.1 – 7.0	WR-159	1.590 x 0.795	CMR-159	1.75	1.26	B for 1.20
X41	7.5 – 13.0	WR-90	0.900 x 0.400	UG-135/U	1.20	.63	P for 1.30
P41	11.5 – 18.0	WR-62	0.622 x 0.311	UG-1665/U	1.20	.68	
REDUCED HEIGHT FULL FREQUENCY BAND							
S2-40	2.60 – 3.95	M85/4-017	2.840 x 0.670	M3922/75-06	2.50	1.50	A for 1.04
J2-40	5.85 – 8.20	M85/4-008	1.372 x 0.487	M3922/75-04	1.50	1.10	B for 1.06
H2-40	7.05 – 10.0	M85/4-031	1.122 x 0.249	M3922/75-10	1.05	.57	C for 1.10
W2-40	7.00 – 11.0	M85/4-026	1.020 x 0.255	M3922/75-09	1.16	.62	D for 1.20
REDUCED HEIGHT EXTENDED FREQUENCY BAND							
S2-42	2.60 – 5.85	M85/4-007	2.840 x 1.004	M3922/75-02	2.50	1.57	A for 1.25
J2-42	5.85 – 12.4	M85/4-008	1.372 x 0.487	M3922/75-04	1.50	1.10	P for 1.30
MEC FLATGUIDE®							
F40	8.0 – 16.0	(F750)M85/4-033	0.847 x 0.312	(F750C1)M3922/75-18	5.10	4.53	A for 1.15
F41	7.0 – 17.0	(F700)M85/4-029	0.965 x 0.320	(F700C1)M3922/75-22	5.50	5.00	A for 1.25
F42	5.2 – 10.4	(F400)M85/4-023	1.668 x 0.506	(F400C1)M3922/75/24	8.50	7.50	A for 1.15
							P for 1.30

†1.62 for -14

### ORDERING INFORMATION

Add suffixes to model number as follows:

1. SEE CONNECTOR CHART
2. VSWR: A, B, C, D or P (High Power Option)
3. HIGH POWER OPTIONS: -P (see Data Sheet T6E for connectors & power levels)



### MICROWAVE ENGINEERING CORPORATION

1551 Osgood Street, North Andover, MA 01845 • Tel (978) 685-2776 • Fax (978) 975-4363 • Website: <http://www.microwaveeng.com/> • Email: [sales@microwaveeng.com](mailto:sales@microwaveeng.com)



## RECTANGULAR WAVEGUIDE WELL-MATCHED TEES AND HYBRIDS 100 / 100-L / 100-E / 100-H SERIES

**DATA  
SHEET  
No.T39C**

- **LOW VSWR**
- **COMPACT**
- **FULL BANDWIDTH**



### DESCRIPTION

MEC offers a superior line of well-matched, broadband 4-port hybrid magic tees (model 100) and 3-port tees (100-E for E-Plane series tee). They can also be supplied with an integral medium power termination on the E arm (100-L). The 3-port tees may be used in power dividing networks or as combiners of high power tube outputs.

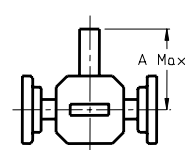
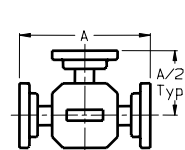
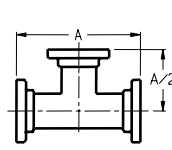
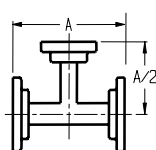
The magic tee hybrid is even more suitable as it offers high isolation. Common applications of the hybrid include balanced mixer operations and connecting a transmitter and receiver to a pair of fore and aft antennas on an aircraft. All units are aluminum with chromate conversion finish. Paint is gray epoxy enamel.

100-E Series

100-H series

100 Series

100-L Series



### SPECIFICATIONS

VSWR: 1.3:1 at midband, 1.5:1 at band edges. Lower VSWR can be supplied over reduced bandwidths – e.g. 1.05 over 5%, 1.10 over 10% 1.20 over 20% frequency bandwidths.

Power Split:  $3.2 \pm 0.2$  dB (typ. tracking < 0.3 dB)

Phase Balance: within  $\pm 5^\circ$

Hybrid Isolation: 30 dB E to H arm, 15 dB colinear arms

FREQUENCY RANGE (GHz)	WAVEGUIDE SIZE	EQUIVALENT FLANGE	HYBRID TEE	TERMINATED HYBRID TEE	SERIES TEE	SHUNT TEE	DIMENSION A (IN. $\pm .03$ )
2.60 – 3.95	WR-284	UG-584/U	S100	S100-L	S100-E	S100-H	7.00
3.30 – 4.90	WR-229	CMR-229	B100	B100-L	B100-E	B100-H	6.00
3.95 – 5.85	WR-187	UG-407/U	G100	G100-L	G100-E	G100-H	5.00
4.90 – 7.05	WR-159	CMR-159	D100	D100-L	D100-E	D100-H	5.00
5.85 – 8.20	WR-137	UG-441/U	J100	J100-L	J100-E	J100-H	4.50
7.05 – 10.0	WR-112	UG-138/U	H100	H100-L	H100-E	H100-H	3.25
7.0 – 11.0	WR-102	M3922/70-002	W100	W100-L	W100-E	W100-H	3.00
8.2 – 12.4	WR-90	UG-135/U	X100	X100-L	X100-E	X100-H	2.50
10.0 – 15.0	WR-75	WR-75	M100	M100-L	M100-E	M100-H	2.50
12.4 – 18.0	WR-62	UG-1665/U	P100	P100-L	P100-E	P100-H	2.50
15.0 – 22.0	WR-51	WR-51	N100	N100-L	N100-E	N100-H	2.00
18.0 – 26.5	WR-42	UG-595/U	K100	K100-L	K100-E	K100-H	2.00
26.5 – 40.0	WR-28	UG-599/U	A100	A100-L	A100-E	A100-H	2.00

### ORDERING INFORMATION

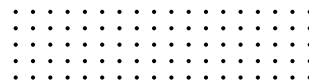
- (1) For reduced VSWR over narrow band, add suffix "N" (e.g. S100-N) and specify band and VSWR desired.
- (2) Other flanges, materials, and tees such as folded, reduced height, and unequal split available on request.
- (3) Other waveguide bands and sizes also available.





Bare Conductive Ltd  
First Floor, 98 Commercial St  
London E1 6LZ  
United Kingdom

tel +44 0 207 650 7977  
fax +44 0 203 002 4697  
info@bareconductive.com  
**bareconductive.com**



## ELECTRIC PAINT APPLICATION NOTES



### CONTACT

Bare Conductive Ltd  
98 Commercial St.  
First Floor  
London, E1 6QL  
United Kingdom

### DESCRIPTION

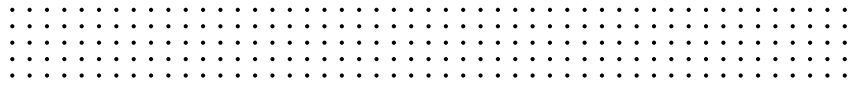
Electric Paint is available in 10ml pens, 50ml jars and 1L tubs. Electric Paint is a nontoxic, water based, water soluble, electrically conductive paint. Electric Paint adheres to a wide variety of substrates and is easily removed with water. It is black in color and can be over-painted with any material compatible with a water-based paint. Please see the Electric Paint MSDS for precautionary information.

### ADVANTAGES

- Electrically conductive
- Nontoxic
- Water-soluble
- Works with low voltage DC power sources (see "Power Sources" p.2)
- Powers small devices
- Makes a unique microcontroller interface
- Can be used as a potentiometer
- Compatible with many standard printing processes

### TYPICAL PROPERTIES

Color:	Black
Viscosity:	Highly viscous and shear sensitive
Density:	1.16 g/ml
Surface Resistivity:	55 $\Omega$ /Sq @ 50 microns. More information on p.3 & 4
Vehicle:	Water-based
Use by:	6 months after opening
Drying Temperature:	Electric Paint should be allowed to dry at room temperature for 5 - 15 minutes. Drying time can be reduced by placing Electric Paint under a warm lamp or other low intensity heat source.



#### APPLICATION TIPS

Electric Paint is a unique material that can be applied in many different ways, from a paintbrush to common printing processes like screen-printing. To achieve consistent electrical performance it is best to apply Electric Paint in an even layer. If you're interested in screen printing Electric Paint, it is best to use a textile-type screen in order to achieve a generous layer thickness. We tend to use a 43T screen. For more application tips visit [www.bareconductive.com/tutorials](http://www.bareconductive.com/tutorials).

#### POWER SOURCES

Electric Paint is intended for use with low voltage DC power sources and has not been tested with sources exceeding 12VDC. Higher voltages are not recommended.

#### SUBSTRATES

Electric Paint is a water-based paint and acts much like other poster paints. Electric Paint adheres well to wood, paper products, some plastics, corks, textiles and metal. Hydrophobic materials such as some glass and plastics will exhibit poor adhesion, though this can be improved by roughing the surface with sandpaper or similar.

#### DRYING TIPS

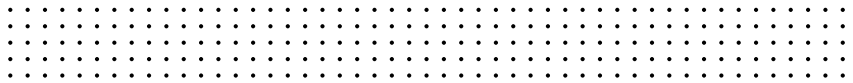
Electric Paint is fast drying at room temperature. This material dries rather than cures and gives off no fumes during the drying process. Drying time can be moderately reduced by placing the material near a low intensity heat source such as an incandescent lamp. Subjecting Electric Paint to a high temperature environment will negatively affect both physical and electrical performance.

#### FLEXIBILITY

Electric Paint is somewhat flexible, but this flexibility depends on two factors, the layer thickness and choice of substrate. Regardless of substrate, a consistently thin layer of paint creates the most flexible circuitry. Areas of paint with wide variation in thickness tend to produce fracturing. Substrates which are flexible, but not stretchy (such as paper) work better than materials like Lycra which stretch in multiple dimensions.

#### COLD SOLDERING

Electric Paint works well as a cold solder joint. Whether used to solder a surface mount or through-hole component onto a circuit board, or to adhere a component to a piece of paper, this material is strong and almost infinitely repairable. This unique property means that components can be harvested from projects, cleaned and reused.

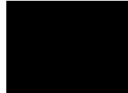


## RESISTANCE SAMPLES

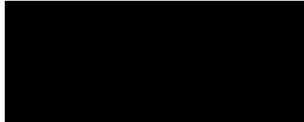
The aim of these application notes is to give you as much information as you need to get your work moving forward. As there are so many ways to apply Electric Paint, raw technical data is not always the most useful way to present the product.

Below is a series of samples which indicate the amount of electrical resistance (measured end to end) that you might expect from a given area of Electric Paint. This assumes a reasonably thin layer of material (ie. carefully painted with a brush). The areas of paint below are shown full size.

39Ω 20mm x 15mm



61Ω 50mm x 20mm



32Ω 30mm x 30mm



473Ω 70mm x 3mm



737Ω 110mm x 3mm

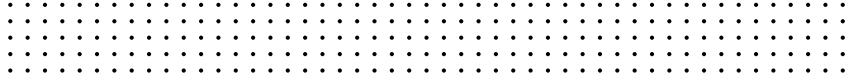


869Ω 130mm x 3mm



526Ω 130mm x 5mm



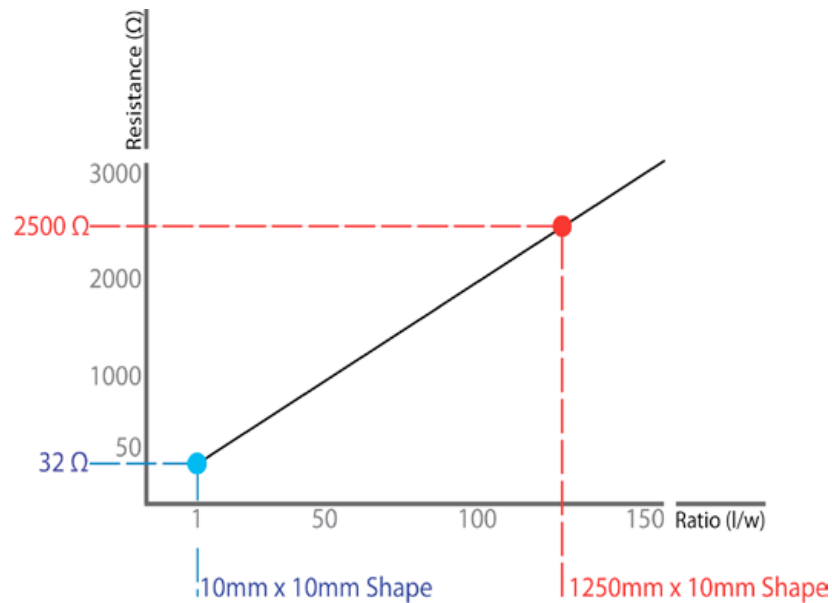


## RESISTANCE GRAPH

Electric Paint presents a wholly unique way of exploring electrical resistance. In general, the resistance of a conductive material is defined by the dimensions of the sample being tested, and resistance is inversely proportional to cross sectional area (ie. given a set length and depth, a wider sample will have less resistance than a thin one). Thus, the resistance can be defined by the ratio of length/width.

The diagram below plots the proportional ratio of a sample of Electric Paint against its approximate resistance. This diagram assumes that Electric Paint has been applied with a brush. You can calculate an estimated resistance for any proportion over 1, based on the equation:  $\text{Resistance} = 19.77(\text{Ratio}) + 12$ .

There are two examples illustrated below. Example one is illustrated by a blue point on the diagram. This point is associated with a shape with a ratio of 1. (dimensions of 10mm x 10mm ie.  $10/10=1$ ). The resistance associated with this ratio is 32 Ohm. The nature of the ratio number means that this shape could have the dimensions of 100mm x 100mm and the resistance would still be 32 Ohm. Example two shows a shape of ratio 125. In this example the shape has the dimensions of 1250mm x 10mm ( $1250/10=125$ ). The resistance associated with this shape is 2500 Ohm.





## Apéndice B

# Presupuesto de elementos de guía de onda

Este es un ejemplo de presupuesto que se ha solicitado a [34] (<http://www.sematron.es>) para extraer una comparativa más real de la fabricación de los elementos de guía de onda mediante el uso de la impresión 3D.



Fecha : 16-mar-15  
Referencia : **Oferta Nº JFM 15031603**  
Asunto : Oferta componentes en guía de onda WR-90 de Vector Telecom.

De : **Javier de la Fuente**  
Solicitante : F **Rubén Nieto**

CANTIDAD	MODELO / DESCRIPCION	PRECIO/UDAD ( EUROS)	PLAZO DE ENTREGA
1	VT100WCASKPC Adaptador guiaonda WR-90 a SMA hembra	220,00	6 sem aprox.
1	VT100WETA T en guía WR-90 Plano E	250,00	6 sem aprox.
1	VT100WHTA T en guía WR-90 Plano H	250,00	6 sem aprox.
1	VT100WAL500PPC Tramo de guía onda WR-90 de 50 cm de longitud . Flanges FBP 100	170,00	6 sem aprox.

## Condiciones particulares de la oferta :

Oferta basada en 1 Dólar = 0,94 €/+-0.5% .  
21% IVA no incluido.  
Los precios ofertados incluyen transportes .  
Periodo de validez de la oferta: 30 días.  
Periodo de garantía 1 año.  
Forma de pago : Transferencia bancaria al envío del pedido a Sematron.

**Javier de la Fuente**  
Sematron España S.L.  
C/ Alegría de Oria 49 -57 . 28027 Madrid  
Tno: 91 741 23 00 Fax: 91 320 58 71  
<http://www.sematron.es/>  
[jfuente@sematron.es](mailto:jfuente@sematron.es)



# Apéndice C

## Código fuente OpenScad

### C.1. Transición guía-coaxial

```
1  /** Realiza la transición de coaxial a guía de onda
    transition(22.86, 10.16, 8, 50, 4.2, 48.7021, 0);
    La: en mm la longitud del lado a de la guía (22.84 mm)
4  Lb: en mm la longitud del lado b de la guía (10.16 mm)
    wall: en mm el grosor de las paredes por 2 (2.5 mm)
    height: Altura en mm de la transición.
7  dcoax: Diametro del agujero para el coaxial.
    lambdaG: Longitud de onda en la guía en mm.
    part: Parte que deseamos ver para preparar la impresion.
10  - 0: Vemos toda la pieza.
    - 1: Sólo vemos la parte "posterior".
    - 2: Sólo vemos la parte "anterior".
13  - 3: Sólo vemos la parte "superior". **/

$fn = 100;
16  La = 22.86+0.25;
    Lb = 10.16+0.25;
    wall = 8;
19  coaxsize = 3;
    lambdaG = 48.7020955298072;
    height = lambdaG*1.1;
22  part = 0;

transition(La, Lb, wall, height, coaxsize, lambdaG, part); translate([0,45/2,55/2-1])
25  /*****
    module transition(La, Lb, wall, height, dcoax, lambdaG, part){
        if(part != 0){
28            transitionpart(La, Lb, wall, height, dcoax, lambdaG, part);}
        else{
            difference(){
31                union(){
                    rotate([180,0,0]) plugWR90(La, Lb);
                    difference(){
34                        translate([0,0,height/2]) cube([Lb+wall,Lb+wall,height],center=true);
                        translate([0,0,(height-wall/2)/2-0.5]) color("green")
                            cube([Lb, La, height-wall/2+1],center=true);
37                    }
                }
                rotate([0,90,0]) translate([-height+(lambdaG/4+wall),0,(Lb+wall/2)/2])
40                cylinder(r=dcoax/2, h=wall*1.5, center=true);
                rotate([0,90,0]) translate([-height+(lambdaG/4+wall),0,(Lb+wall)/2-((8-2.75)/2)+3])
                    cube([28,28,3],center=true);
43                rotate([0,90,0]) translate([-height+(lambdaG/4+wall),0,(Lb+wall)/2-((8-2.75)/2)-0.5])
                    cylinder(d=14.5, h=23);
            }
46        }
    }

49  module transitionpart(La, Lb, wall, height, dcoax, lambdaG, part){
    if(part == 1){
        difference(){
52            transition(La, Lb, wall, height, dcoax, lambdaG, 0);
```

```

        mirror([0,0,0]) translate([0,-height/2,-1]) cube([height,height,height]);
        translate([0,0,height+wall/2]) cube([Lb*2+wall*3,La*2,wall*2], center=true );
55     }
    }
    if(part == 2){
58     difference(){
        transition(La, Lb, wall, height, dcoax, lambdaG, 0);
        mirror([1,0,0]) translate([0,-height/2,-1]) cube([height,height,height]);
61     translate([0,0,height+wall/2]) cube([Lb*2+wall*3,La*2,wall*2], center=true );
    }
    }
64     if(part == 3){
        translate([0,0,wall/4]) cube([Lb+wall*3/2,La+wall,wall/2], center=true);
    }
67 }

/** Todo el módulo tiene de alto 7.5mm y se trata del elemento que interconecta las guía de onda.
70 La: en mm la longitud del lado a de la guía (22.86 mm)
    Lb: en mm la longitud del lado b de la guía (10.16 mm)
    sizea: en mm el ancho de la sección de unión (41.4 mm)
73 flanged: en mm el alto de la sección de unión (5 mm)
    sizee: en mm desde b/2 hasta el agujero para los tornillos (16.26 mm)
    sizef: en mm desde a/2 hasta el agujero para los tornillos (15.49 mm)
76 drill: en mm el diametro para los tornillos (2.2 mm)

    plug(22.86,10.16,41.4,5,16.26,15.49,2.2);
79 **/
module plug(La, Lb, sizea, flanged, sizee, sizef, drill){
    translate([0,0,-2.5])
82     difference(){
        difference(){
            union(){
85                intersection(){
                    cube([sizea,sizea,flanged],center=true);
                    rotate([0,0,45])cube([sizea*1.4142*0.9,sizea*1.4142*0.9,flanged],center=true);
88                }
                translate([0,0,-5])cylinder (h = flanged, r = La*0.8);
            }
91            cube([Lb,La,flanged*2.2],center=true);
        }
        translate([-sizee,sizef,0]) cylinder(h=flanged*2,r=drill,center=true);
94        translate([sizee,sizef,0]) cylinder(h=flanged*2,r=drill,center=true);
        translate([-sizee,-sizef,0]) cylinder(h=flanged*2,r=drill,center=true);
        translate([sizee,-sizef,0]) cylinder(h=flanged*2,r=drill,center=true);
97    }
}

100 /** Sólo para WR90 **/
    module plugWR90(La, Lb){
        plug(La,Lb,41.4,5,16.26,15.49,2.2);
103    }
/** Sonda **/
    %rotate([0,180,0]) translate([-height+(lambdaG/4+wall),0,Lb-33.33/4])
106    cylinder(r=dcoax/2, h=Lb, center=true);

```

## C.2. Sección de guía de onda

```

Lcm = 10;
2 sectioncm(Lcm);

/**
5     La: en mm la longitud del lado a de la guía (22.84 mm)
    Lb: en mm la longitud del lado b de la guía (10.16 mm)
    wall: en mm el grosor de las paredes (3.5 mm)
    addlen: en cm la longitud añadida que queremos dar a la sección (20 cm)
8
    section(22.86,10.16,3.5,20);
**/
11
module section(La, Lb, wall, addlen){
    translate([0,0,10*addlen/2])
14    difference(){
        union(){
            difference(){
17                translate([0,0,0]) cube([Lb+wall*2+0.5,La+wall*2+0.5,10*addlen], center=true);
                    translate([0,0,2.5-wall]) cube([Lb,La,addlen*Lb+1+wall],center=true);
            }
20        }
    }
}

```

```

    }
}
23
/** Crea una sección indicando la longitud de la misma */
26 module sectioncm(length){
    translate([0,0,length*10]) plug(22.86+0.25,10.16+0.25,41.4,5,16.26,15.49,2.2);
    section(22.86+0.25,10.16+0.25,4, length);
29    rotate([0,180,0]) plug(22.86+0.25,10.16+0.25,41.4,5,16.26,15.49,2.2);
}

32 /** Todo el módulo tiene de alto 7.5mm
    La: en mm la longitud del lado a de la guía (22.86 mm)
    Lb: en mm la longitud del lado b de la guía (10.16 mm)
35    sizea: en mm el ancho de la sección de unión (41.4 mm)
    flanged: en mm el alto de la sección de unión (5 mm)
    sizee: en mm desde b/2 hasta el agujero para los tornillos (16.26 mm)
38    sizef: en mm desde a/2 hasta el agujero para los tornillos (15.49 mm)
    drill: en mm el diametro para los tornillos (2.2 mm)

41    plug(22.86,10.16,41.4,5,16.26,15.49,2.2);
**/

44 module plug(La, Lb, sizea, flanged, sizee, sizef, drill){
    translate([0,0,-2.5]) difference(){
        difference(){
47            union(){
                intersection(){
                    cube([sizea,sizea,flanged],center=true);
50                    rotate([0,0,45])cube([sizea*1.4142*0.9,sizea*1.4142*0.9,flanged],center=true);
                }
                translate([0,0,-5])cylinder (h = flanged, r = La*0.8);
53            }
            cube([Lb,La,flanged*2.2],center=true);
        }
56        translate([-sizee,sizef,0]) cylinder(h=flanged*2,r=drill,center=true);
        translate([sizee,sizef,0]) cylinder(h=flanged*2,r=drill,center=true);
        translate([-sizee,-sizef,0]) cylinder(h=flanged*2,r=drill,center=true);
59        translate([sizee,-sizef,0]) cylinder(h=flanged*2,r=drill,center=true);
    }
}

```

## C.3. T plano H

```

$fn = 100;
2 TPlanoH();

Robstacule = 6;
5
/** Obstaculo para adaptación */

8 translate([0,22.86/2,96/2]) difference(){
    rotate([0,90,0]) cylinder(r=Robstacule,h=10.16+2, center=true);
    translate([0,Robstacule/2+1,0]) cube([10.16+8+2,Robstacule ,Robstacule*2], center =true);
11 }

/** Crea una T Plano H para WR90 */
14 module TPlanoH(){
    translate([0,0,96]) plug(22.86,10.16,41.4,5,16.26,15.49,2.2);
17    difference(){
        section(22.86,10.16,4,9.6);
        rotate([0,90,0]) translate([-96/2,-15,0]) cube([22.86,10.16,10.16], center=true); // Agujero Plano H
20    }
    rotate([0,180,0]) plug(22.86,10.16,41.4,5,16.26,15.49,2.2);

23
    // Brazo Plano H
    rotate([90,0,0]) translate([0,96/2,22.86/2+4]) section(22.86,10.16,4,5.4538-1.143-0.4);
26    rotate([90,0,0]) translate([0,96/2,22.86/2+54.538-11.43]) plug(22.86,10.16,41.4,5,16.26,15.49,2.2);
}

29 /** Todo el módulo tiene de alto 7.5mm
    La: en mm la longitud del lado a de la guía (22.86 mm)
    Lb: en mm la longitud del lado b de la guía (10.16 mm)
32    sizea: en mm el ancho de la sección de unión (41.4 mm)
    flanged: en mm el alto de la sección de unión (5 mm)

```

```

35     sizee: en mm desde b/2 hasta el agujero para los tornillos (16.26 mm)
        sizef: en mm desde a/2 hasta el agujero para los tornillos (15.49 mm)
        drill: en mm el diametro para los tornillos (2.2 mm)

38     plug(22.86,10.16,41.4,5,16.26,15.49,2.2);
    **/

41 module plug(La, Lb, sizea, flanged, sizee, sizef, drill){
    translate([0,0,-2.5]) difference(){
44         difference(){
            union(){
                intersection(){
                    cube([sizea,sizea,flanged],center=true);
47                    rotate([0,0,45]) cube([sizea*1.4142*0.9,sizea*1.4142*0.9,flanged],center=true);
                }
                translate([0,0,-5]) cylinder (h = flanged, r = La*0.8);
50            }
            cube([Lb,La,flanged*2.2],center=true);
        }
53        translate([-sizee,sizef,0]) cylinder(h=flanged*2,r=drill,center=true);
        translate([sizee,sizef,0]) cylinder(h=flanged*2,r=drill,center=true);
        translate([-sizee,-sizef,0]) cylinder(h=flanged*2,r=drill,center=true);
56        translate([sizee,-sizef,0]) cylinder(h=flanged*2,r=drill,center=true);
    }
}

59 /**
    La: en mm la longitud del lado a de la guía (22.84 mm)
    Lb: en mm la longitud del lado b de la guía (10.16 mm)
62    wall: en mm el grosor de las paredes (3.5 mm)
    addlen: en cm la longitud añadida que queremos dar a la sección (20 cm)

65    section(22.86,10.16,3.5,20);
    **/

68 module section(La, Lb, wall, addlen){
    translate([0,0,10*addlen/2])
        difference(){
71            union(){
                difference(){
                    translate([0,0,0]) cube([Lb+wall*2+0.5,La+wall*2+0.5,10*addlen], center=true);
74                    translate([0,0,2.5-wall]) cube([Lb,La,addlen*Lb+1+wall],center=true);
                }
            }
77        }
    }
}

```

## C.4. T plano E

```

$fn = 100;

3 TPlanoE();

Robstacule = 2.25;

6 translate([-10.16/2,0,96/2]) difference(){
    rotate([90,0,0]) cylinder(r=Robstacule,h=22.86+2, center=true);
9     translate([-Robstacule/2-Robstacule*0.3,0,0]) cube([Robstacule,22.86+8+2 ,Robstacule*2], center =true);
}

/** Crea una T Plano E para WR90 **/
12 module TPlanoE(){
    translate([0,0,96]) plug(22.86,10.16,41.4,5,16.26,15.49,2.2);
    difference(){
15        section(22.86,10.16,4,9.6);
        rotate([0,0,0]) translate([8,0,96/2]) cube([10.16,22.86,10.16], center=true); // Agujero Plano E
    }
18    rotate([0,180,0]) plug(22.86,10.16,41.4,5,16.26,15.49,2.2);

    // Brazo Plano E
21    rotate([0,90,0]) translate([-96/2,0,10.16/2+4]) section(22.86,10.16,4,5.4538-0.508-0.4);
    rotate([0,90,0]) translate([-96/2,0,10.16/2+54.538-5.08]) plug(22.86,10.16,41.4,5,16.26,15.49,2.2);
24 }

/** Todo el módulo tiene de alto 7.5mm
    La: en mm la longitud del lado a de la guía (22.86 mm)
27    Lb: en mm la longitud del lado b de la guía (10.16 mm)
    sizea: en mm el ancho de la sección de unión (41.4 mm)
    flanged: en mm el alto de la sección de unión (5 mm)

```



```

30     sizee: en mm desde b/2 hasta el agujero para los tornillos (16.26 mm)
31     sizef: en mm desde a/2 hasta el agujero para los tornillos (15.49 mm)
32     drill: en mm el diametro para los tornillos (2.2 mm)
33
34     plug(22.86,10.16,41.4,5,16.26,15.49,2.2);
35
36 /**/
37
38 module plug(La, Lb, sizea, flanged, sizee, sizef, drill){
39     translate([0,0,-2.5]) difference(){
40         difference(){
41             union(){
42                 intersection(){
43                     cube([sizea,sizea,flanged],center=true);
44                     rotate([0,0,45]) cube([sizea*1.4142*0.9,sizea*1.4142*0.9,flanged],center=true);
45                 }
46                 translate([0,0,-5]) cylinder (h = flanged, r = La*0.8);
47             }
48             cube([Lb,La,flanged*2.2],center=true);
49         }
50         translate([-sizee,sizef,0]) cylinder(h=flanged*2,r=drill,center=true);
51         translate([sizee,sizef,0]) cylinder(h=flanged*2,r=drill,center=true);
52         translate([-sizee,-sizef,0]) cylinder(h=flanged*2,r=drill,center=true);
53         translate([sizee,-sizef,0]) cylinder(h=flanged*2,r=drill,center=true);
54     }
55 }
56
57 /**
58     La: en mm la longitud del lado a de la guía (22.84 mm)
59     Lb: en mm la longitud del lado b de la guía (10.16 mm)
60     wall: en mm el grosor de las paredes (3.5 mm)
61     addlen: en cm la longitud añadida que queremos dar a la sección (20 cm)
62
63     section(22.86,10.16,3.5,20);
64
65 /**/
66
67 module section(La, Lb, wall, addlen){
68     translate([0,0,10*addlen/2])
69     difference(){
70         union(){
71             difference(){
72                 translate([0,0,0]) cube([Lb+wall*2+0.5,La+wall*2+0.5,10*addlen], center=true);
73                 translate([0,0,2.5-wall]) cube([Lb,La,addlen*Lb+1+wall],center=true);
74             }
75         }
76     }
77 }

```